

n° 157/158
juillet/août
1991

ELEKTOR

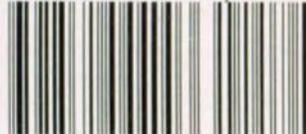
électronique

numéro double

plus
de 100
schémas!

hors-gabarit '91

M 1531 - 158 - 44,00 F



le magazine de l'électronicien créatif

SONMAIRE

Tous les schémas publiés dans ce numéro ont été testés au laboratoire d'ELEKTOR. Lorsque le titre d'un article est suivi d'un nom d'auteur, cela indique que le schéma concerné nous a été proposé par un auteur qui n'appartient pas au laboratoire d'ELEKTOR. La mention "d'après une idée de .." désigne les montages dont l'idée n'est pas née dans notre labo, mais dont le schéma a été entièrement conçu ou reconçu par nous.

Elektorial	3
Circuits imprimés en libre-service	69
Petites annonces gratuites	136

SUPLÉMENT

PC-TT 90, Testeur de semi-conducteurs pour PC	124
---	-----



N° Montage	Page
------------------	------

Alimentations

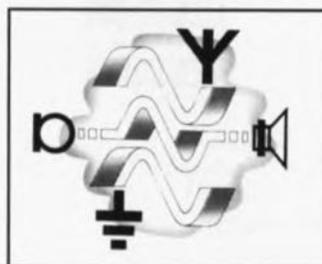
105 Alimentation secteur mono-chip <i>Alfred Neye Enatechnik GmbH</i>	119
038 Automatisation de mise hors-fonction pour alimentation à pile	56
019 Chargeur rustique pour accus CdNi 9V <i>H. Moser</i> ...	40
075 Chien de garde pour alimentation de μ P	96
106 Indicateur de sur ou de sous-tension	119
093 Mise en fonction automatique pour onduleur <i>G. Resch</i>	110
039 Régulateur de tension shunt	57
006 Super-régulateur de tension	30



Appareils de mesure et de test

088 Capacimètre pour petits condensateurs <i>F. Hüber</i> ...	107
027 Capacimètre pour "gros" condensateurs <i>P. Esser</i> ...	47
085 Circuit de test rustique pour semi-conducteurs <i>A.B. Tiwana</i>	104
094 Générateur d'impulsions à 4066 <i>P. Sicherman</i>	111
001 Indicateur de puissance de champ <i>H. Moser</i>	26
107 Le SCALP en testeur de capacité d'accu CdNi <i>R. Aarts</i>	107
082 Phasemètre pour 220 V	102
081 Q.I.-mètre	102
041 Redresseur de précision pour multimètres numériques <i>R. Shankar</i>	58

072 Sonde de test universelle <i>A. Chanturiya</i>	93
066 Testeur de diodes universel <i>H. Schaefer</i>	88
067 Testeur de piles <i>A.B. Tiwana</i>	88
061 Thermomètre longue distance pour multimètre numérique	84
098 Traceur de signal <i>L. Roerade</i>	114
065 Triple oscillateur HCMOS à quartz	87
036 Voltmètre numérique à LED <i>A. Matthiesen</i>	55

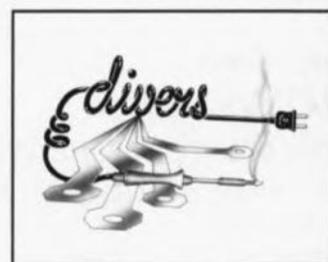


Audio, vidéo et musique

057 Arrêt automatique pour installation audio <i>T.P. Thomas</i>	80
096 Protection CC pour haut-parleurs <i>W. Teder</i>	113
046 Sécurité double pour ampli à tubes	62
035 Séparateur de signaux de synchronisation	54
044 VU-mètre à LED du pauvre <i>M. Stehouwer</i>	61

Circuits HF, radio

079 Amplificateur UHF	100
048 S-mètre pour récepteur à ondes courtes <i>A. Heinrich</i> ..	64



Divers

004 Contrôleur d'accumulateur CdNi <i>R. Vanclaire</i>	28
103 Déclencheur de flash-esclave <i>H. Döpfner</i>	117
084 Fusible électronique à relais <i>R. Kuhn</i>	104
069 Générateur de dents de scie déclenchable <i>G.J. Knopper</i>	89
063 Indicateur à LED pour le module thermomètre	86
024 Indicateur à LED programmable	44
087 Indicateur de crête <i>W. Teder</i>	106
009 Interrupteur crépusculaire avec temporisation	32
042 Minuterie électronique universelle	59
092 Régulation de largeur d'impulsion universelle <i>U. Kunz</i> ..	110
005 Relais de sécurité électronique	29
104 Retardateur de mise en fonction universel	118
055 Simulateur d'allures pour cheval de bois <i>G. Lausches-Drees</i>	78
064 Temporisateur secteur "longue durée" <i>R. Kambach</i> ..	86
029 Temporisateur universel	49

SONMAIRE



Domestique

086 Allumage en douceur pour ampoules à incandescence <i>R. Shankar</i>	105
014 Carte de signalisation pour central d'alarme <i>M. Haas</i>	36
099 Chasse-moustique <i>A.B. Tiwana</i>	115
017 Commande de vitesse automatique pour pompe de chauffage central	38
052 Gradateur CMOS	67
053 Interface téléphonique	68
056 Interrupteur 220 V esclave version 2.0	79
037 Interrupteur crépusculaire à semi-conducteur <i>R. Lalic</i>	56
059 Minuterie électronique pour lampe de chevet <i>H. Moser</i>	82
090 Minuteur pour soins dentaires	108
007 Rallonge pour résonateur <i>R. Kambach</i>	30
010 Relais téléphonique <i>M. Haas</i>	32
015 Réseau téléphonique rustique <i>A. Jödicke</i>	37
030 Télécommande par téléphone	51
021 Temporisateur d'éclairage <i>C. Mieslinger</i>	42



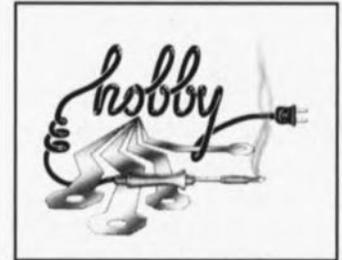
Expérimentation

054 Accélérateur de commutation pour transistor	77
022 Circuit biliaire d'asservissement <i>G. Peltz</i>	42
078 Commande de moteur en largeur d'impulsion <i>B. Agater</i>	99
100 Convertisseur CC/CC statique <i>A.B. Tiwana</i>	116
013 Convertisseur décimal/BCD discret	35
068 Convertisseur sinusoïdal à OTA <i>H. Kühne</i>	89
097 Dispositif d'ajustage de polarité	114
089 Interrupteur bistable à ILS ou poussoirs fugitifs <i>O. Bailleux</i>	108
034 Interrupteur sans rebonds <i>S. Jeukendrup</i>	53
102 LED multicolore <i>R. Kuhn</i>	117
060 Peaufineur de signal/doubleur de fréquence	83
020 Pont de Wien à alimentation symétrique	41
101 REF200: source de courant double	116
091 Réseau en échelle logarithmique binaire	109
033 Source de courant commandée en tension <i>U. Kunz</i>	52
045 Source de courant thermo-compensée	62
049 Télécommande photo-électrique à contact fugitif <i>C. Mieslinger</i>	65
002 "Ligne de retard" à NE555 <i>S. Bolt</i>	27

Jeux, modélisme, bricolage

003 Chargeur pour accus rustique <i>H. Döpfner</i>	28
074 Chenillard aléatoire <i>A.B. Tiwana</i>	95

083 Commande d'ampoules sur 64 bits <i>D. Lorenz</i>	103
095 Compteur/décompteur optique à 6 bits	112
026 Coupure automatique pour chargeur de batteries - V2.0	46
025 Inverseur de sens de circulation pour train miniature <i>C. Wolff</i>	45
077 Orgue électronique compact <i>A.B. Tiwana</i>	98



Microprocesseur, micro-informatique

023 Accélérateur vidéo pour Archimedes	43
018 Adaptateur 1 Mbit pour programmeur d'EPROM <i>G. Rubel</i>	38
016 Carte d'extension de bus pour PC	37
050 Commande de volume pour PC	66
062 Commutateur souris-manette pour Atari 520STF <i>J.M. Minas</i>	85
043 Commutateur souris/manche automatique <i>D. Gembris</i>	60
011 Émulateur de 2764 <i>H. & I. Ehlers</i>	33
073 Générateur d'interruptions pour PC	94
040 Interface RS-232 mono-alimentation	58
076 Interface RS-232 pour pico-ordinateur <i>S. Schmid</i>	97
032 Les bus de communications	52
028 Sélecteur de clavier	48
012 Sélecteur de port de commande pour C64 <i>U. Burret</i>	35
071 Tampon de commutation pour le convertisseur A/N-N/A Centronics	92



Voiture, moto, vélo

058 Alarme pour moto <i>F. Nadale</i>	81
047 Chargeur d'entretien pour batteries <i>R. Kambach</i>	63
070 Circuit de commande automatique pour ventilateur de voiture <i>J. Riecker</i>	90
008 Commande de "lave & essuie-glace" <i>R. Lalic</i>	31
031 Feu arrière automatique pour vélo <i>U. Kunz</i>	51
051 Indicateur "C-D-É" pour batterie de voiture <i>R. Lalic</i>	66
080 Régulateur de tension pour auto rétro <i>R. Lucassen</i>	101



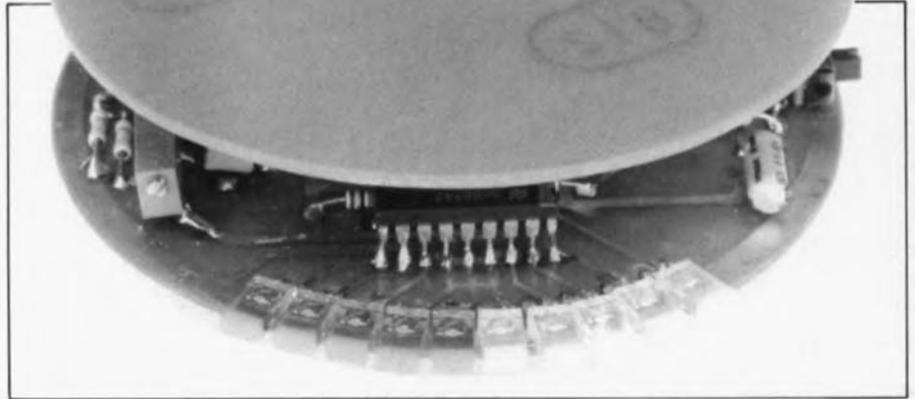
001

INDICATEUR DE PUISSANCE DE CHAMP

Cet instrument de mesure, visualise par l'intermédiaire d'une série de LED constituant une échelle logarithmique, la puissance (force) d'un champ électrique quelconque dans lequel on le place.

Le signal d'entrée est appliqué, à travers la plaquette de matériau conducteur connectée à l'appareil, à l'entrée du premier amplificateur opérationnel (IC1) dont le gain est égal au rapport de R4 sur P1. Sur notre prototype, le gain était de 50, la résistance définie par l'ajustable P1 étant de 210 kΩ environ.

Le second amplificateur opérationnel fait office de redresseur. En présence d'une demi-onde négative du signal, sa sortie devient positive et la diode D1 fonctionne dans le sens direct (passant). Un signal positif au contraire traverse les résistances R5 et R6 pour arriver à la sortie. Sachant que dans ces conditions la diode D1 bloque, l'amplificateur opérationnel IC2 perd toute influence sur le circuit.



Le niveau de la tension de sortie, présente aux bornes du condensateur C5 est visualisée, par le circuit intégré IC3 qui attaque l'une des LED constituant l'afficheur en forme de barregraphe.

Si l'on connecte la broche 9 de IC3 à la ligne positive de la tension d'alimentation, on obtient un affichage en barre de toute

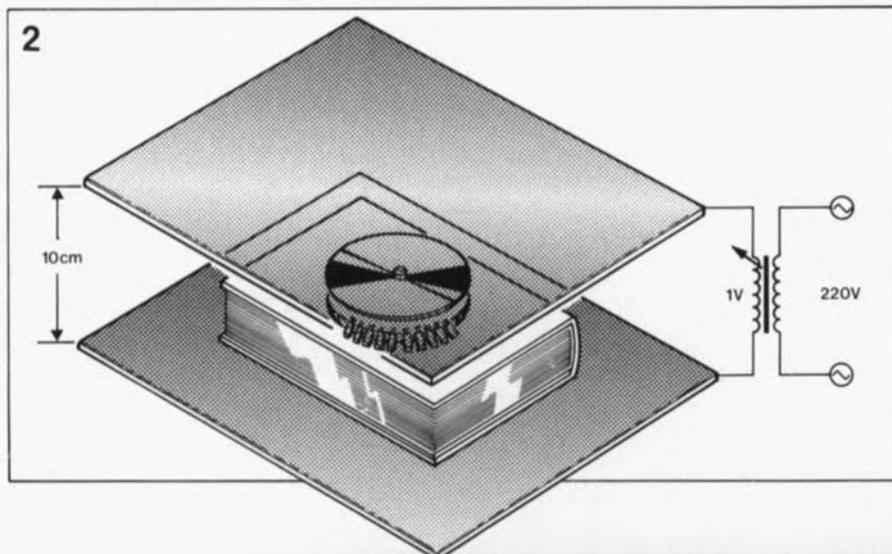
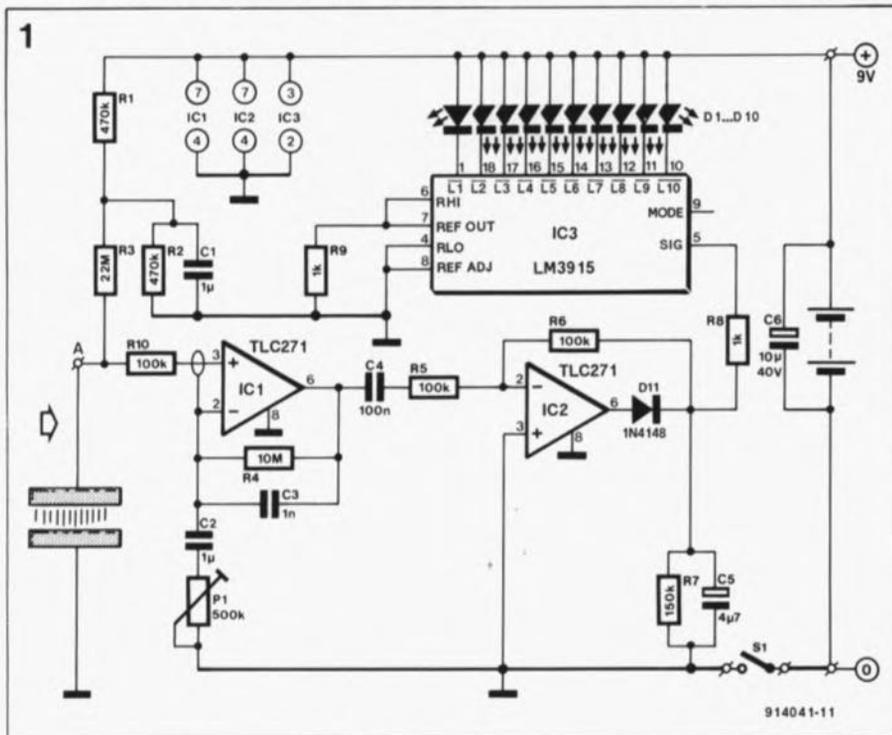
une série de LED, la dernière visualisant en fait la valeur mesurée.

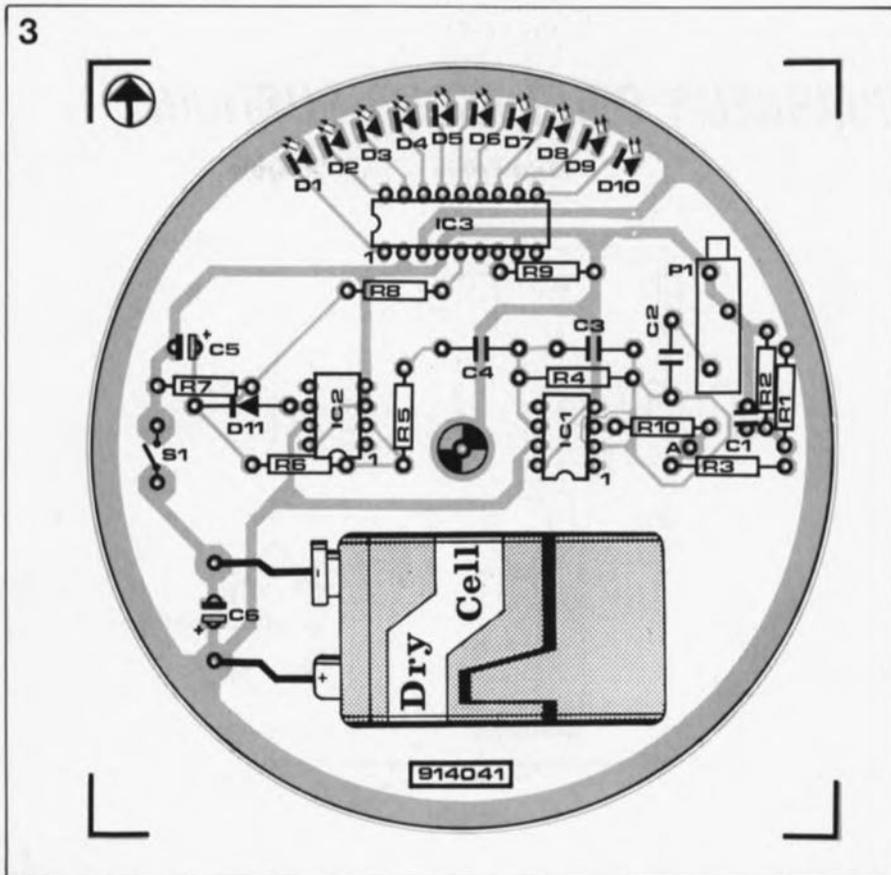
On notera que cette dernière option se traduit par une consommation plus élevée et, logiquement, par un épuisement plus rapide de la pile. En absence d'un signal d'entrée, la résistance R7 sert à effectuer une décharge progressive du condensateur.

Avant de procéder à la réalisation de ce montage fort intéressant, il est recommandé de bien prendre note des remarques suivantes:

Le dispositif "capteur" de ce montage est en fait constitué de 2 circuits imprimés double face avec un plan de masse. À l'inverse de ce que nous faisons d'habitude, les composants sont cette fois implantés côté pistes. Pour garantir un bon contact et une bonne soudure, il est recommandé de plier légèrement (2 mm) les broches des composants pour qu'ils aient une surface de contact plus importante. L'autre côté de la platine, entièrement recouvert de cuivre, constitue en fait l'un des capteurs. Les 2 circuits imprimés sont ensuite fixés en sandwich à l'aide d'une vis et d'une entretoise en nylon (ou autre plastique). L'utilisation d'une entretoise est essentielle pour faire en sorte que l'espacement entre les 2 circuits imprimés soit, comme il se doit, de 20 mm. Les LED D1 à D10, l'interrupteur S1, le condensateur C5 et l'ajustable multitour P1 sont couchés sur la platine, tous les autres composants sont montés verticalement, comme à l'accoutumée. Il faut ensuite, à l'aide d'un morceau de fil de câblage isolé, relier le point "A" du circuit imprimé à un point quelconque de l'autre platine.

Il ne nous reste qu'à voir comment étalonner l'indicateur de puissance de champ. Il vous faudra, pour ce faire, vous procurer 2 plaquettes en tôle. Chacune des ces plaquettes est connectée à l'une des bornes de l'enroulement secondaire d'un variateur (genre de transformateur réglable) fournissant une tension de 1 V. On dispose ensuite les plaquettes horizontalement à 10 cm l'une de l'autre. 4 morceaux de tubes en carton font des entretoises parfaites. Il est absolument hors de question d'utiliser un objet en métal ou même en plastique, car ce type de matériau exercerait





une influence trop importante sur la puissance du champ électrique d'étalonnage.

L'indicateur de puissance de champ doit être placé à **mi-chemin** très précisément entre les 2 plaquettes (sur un livre d'épais-

seur convenable par exemple). Il s'agit maintenant de jouer sur l'ajustable P1 jusqu'à ce que la LED jaune indiquant 10 V/m s'illumine.

Note finale: il est recommandé de débrancher le variateur chaque fois que l'on veut

Liste des composants

Résistances:

R1,R2 = 470 k Ω
 R3 = 22 M Ω
 R4 = 10 M Ω
 R5,R6,R10 = 100 k Ω
 R7 = 150 k Ω
 R8,R9 = 1 k Ω
 P1 = 500 k Ω ajust. multitour

Condensateurs:

C1,C2 = 1 μ F
 C3 = 1 nF céramique
 C4 = 100 nF
 C5 = 4 μ F/25 V radial
 C6 = 10 μ F/40 V radial

Semi-conducteurs:

D1 = 1N4148
 D2 à D5 = LED verte 3 mm
 D6 = LED jaune 3 mm
 D7 à D11 = LED rouge 3 mm
 IC1,IC2 = TLC271
 IC3 = LM3915

Divers:

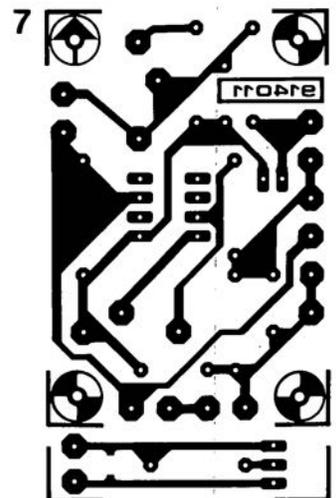
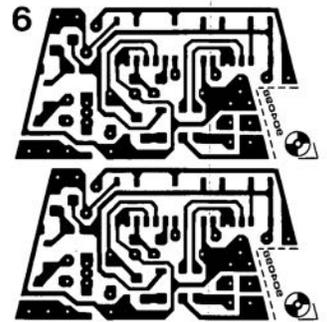
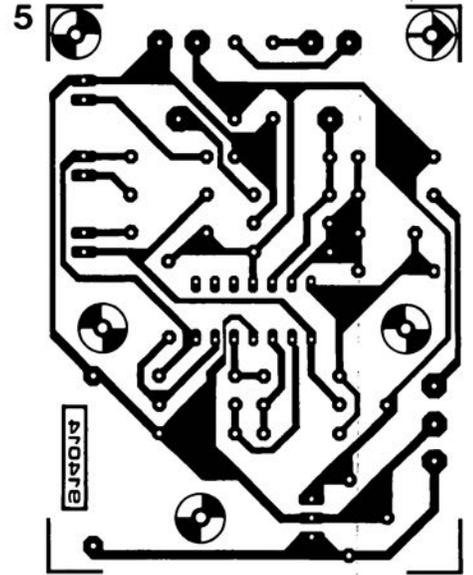
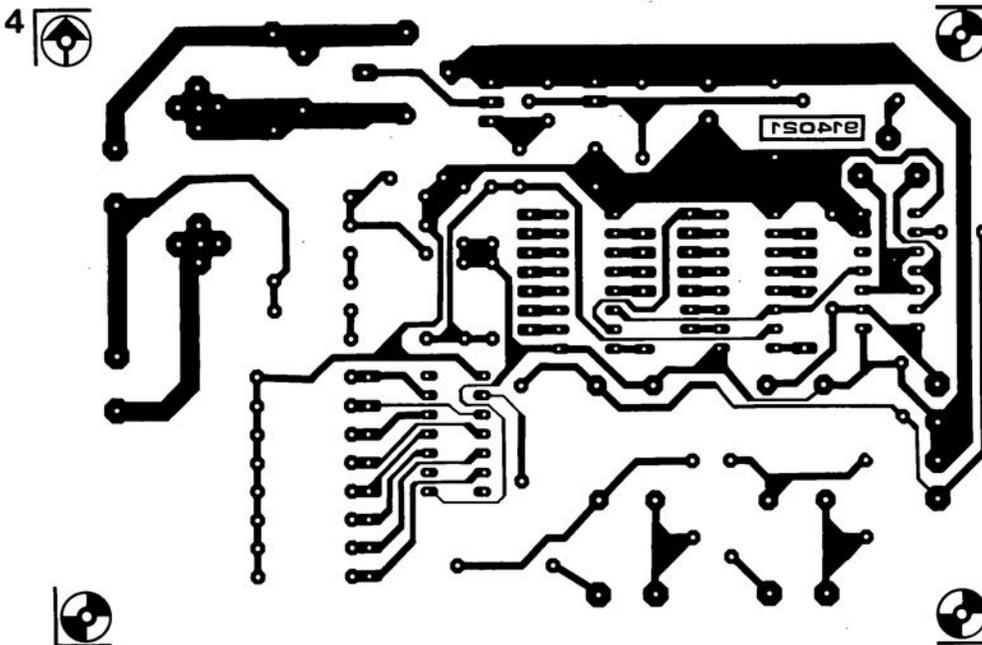
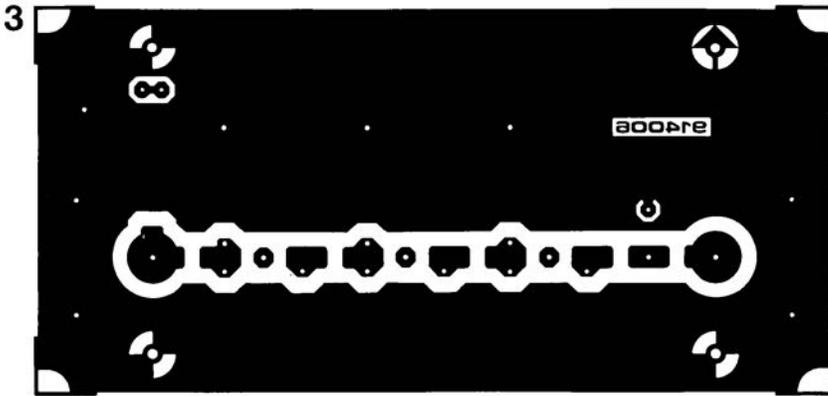
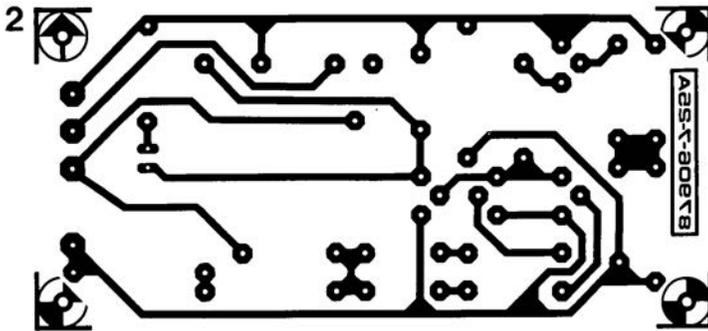
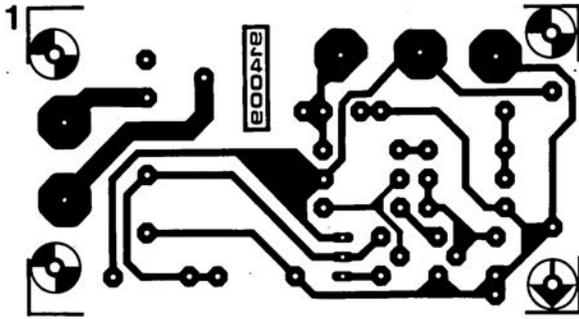
S1 = interrupteur simple miniature

modifier la valeur de P1; il paraîtrait que les champs électriques ne nous veuillent pas toujours du bien !

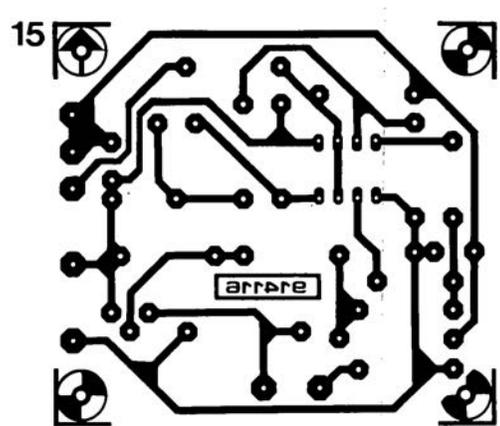
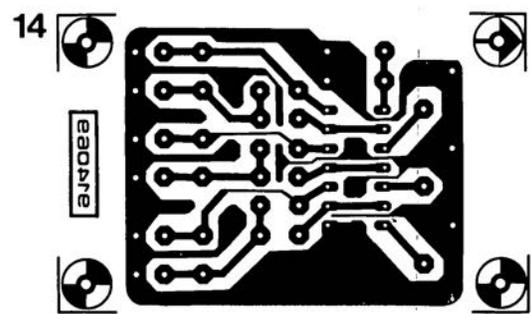
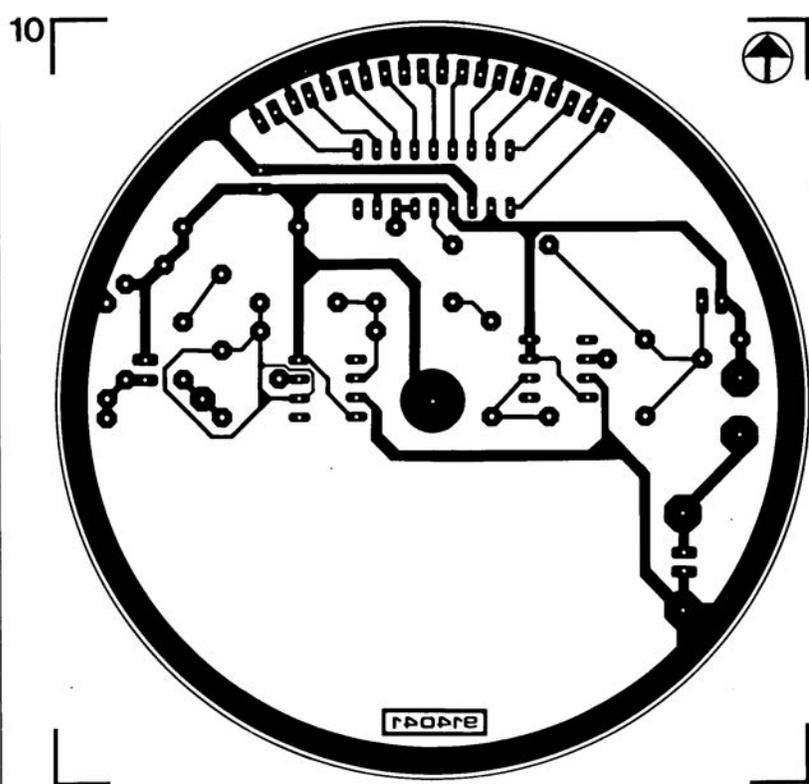
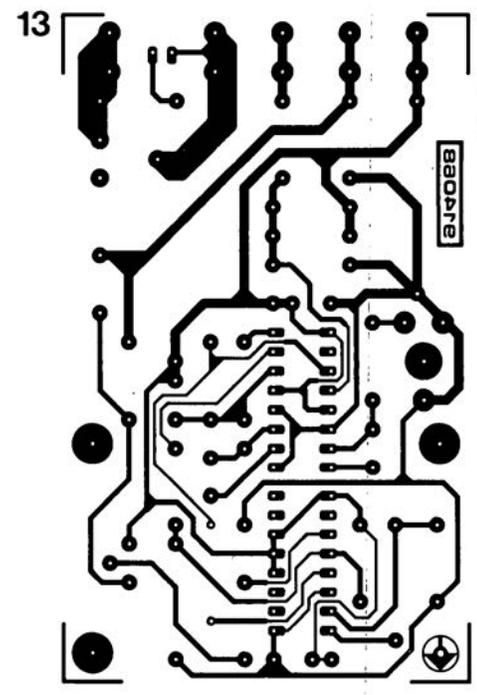
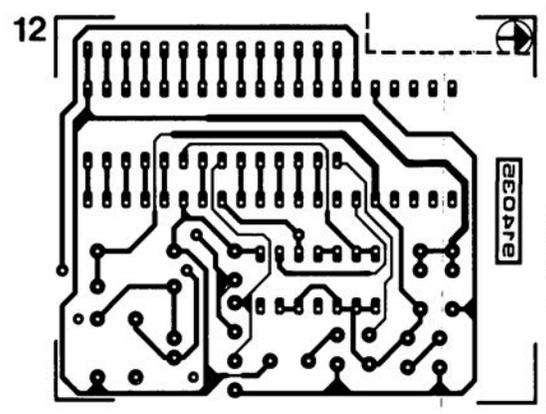
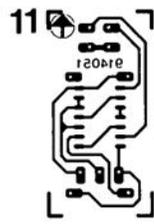
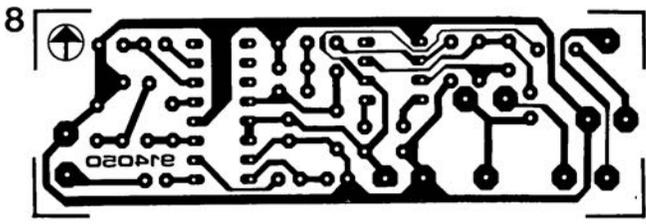
H. Moser

SERVICE

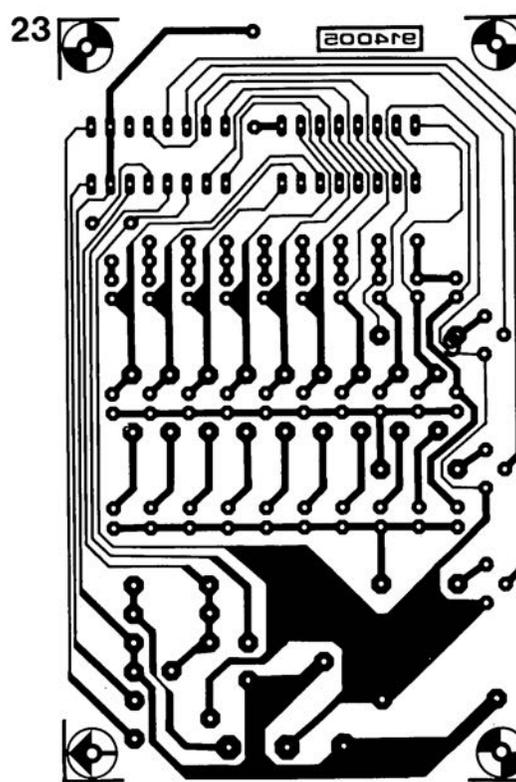
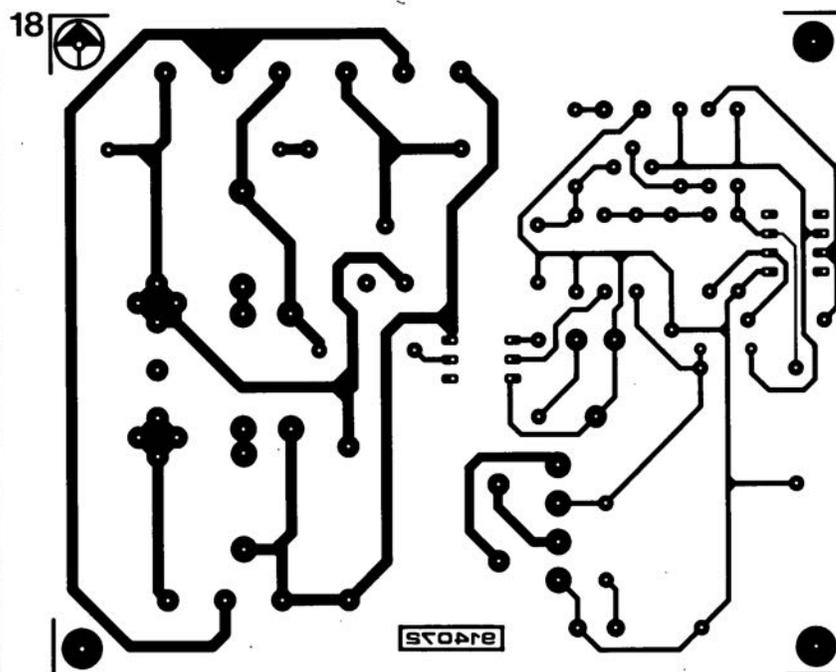
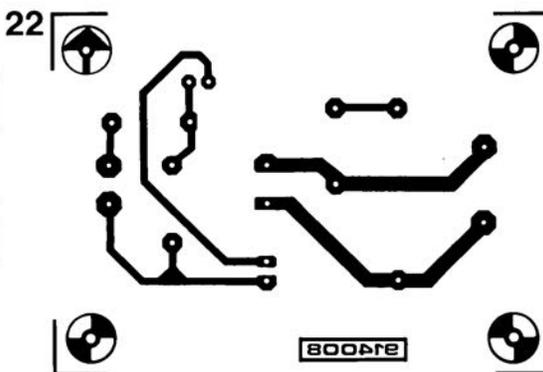
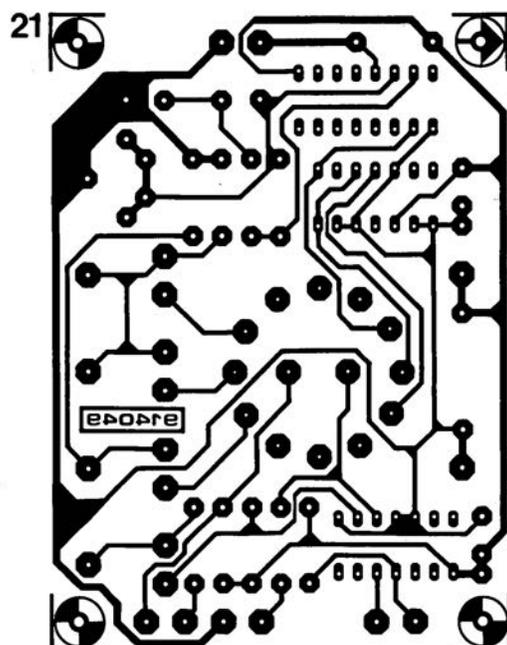
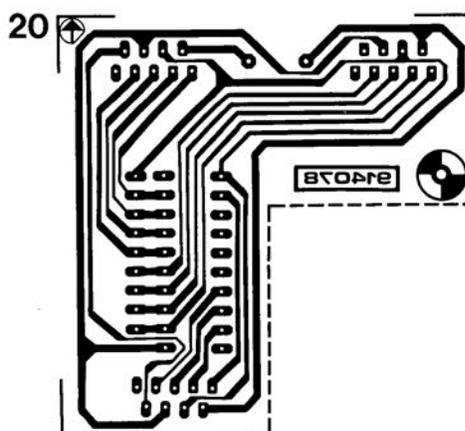
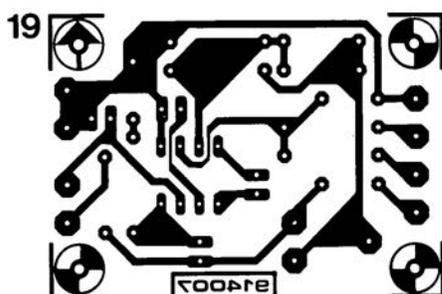
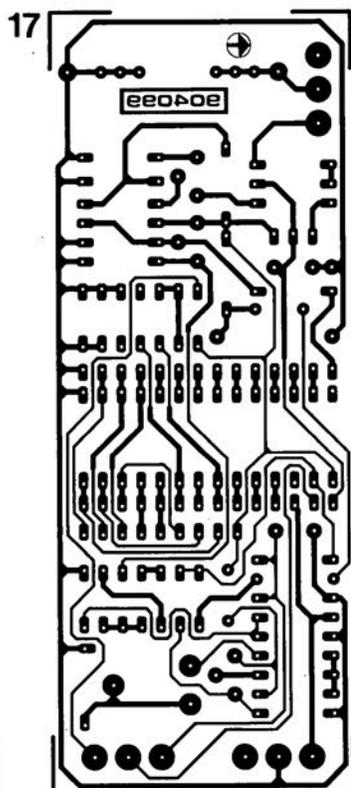
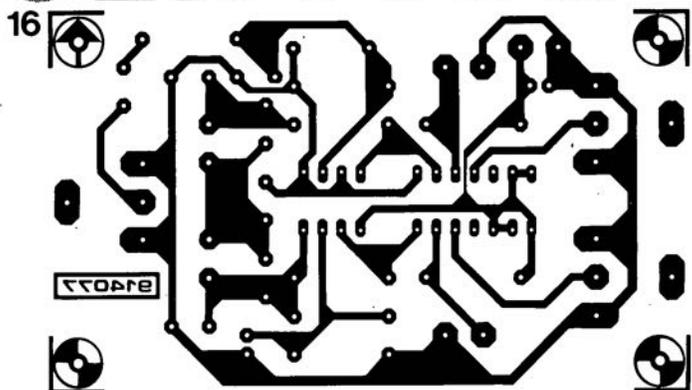
- 1 Commande de lave & essuie-glace
- 2 Protection CC pour haut-parleur
- 3 Amplificateur UHF
- 4 Temporisateur universel
- 5 Indicateur C-D-S pour batterie de voiture
- 6 Inverseur de sens de circulation (2x)
- 7 Module thermométrique LD
- 8 S-mètre pour récepteur à ondes courtes
- 10 Indicateur de puissance de champ: composants
- 11 Indicateur de puissance de champ: plan de masse
- 12 Accélérateur vidéo pour Archimedes
- 12 Adaptateur 1 Mbit pour programmeur d'EPROM
- 13 Circuit de commande automatique pour ventilateur d'automobile
- 14 Triple oscillateur HCMOS à quartz
- 15 Indicateur de crête



SERVICE

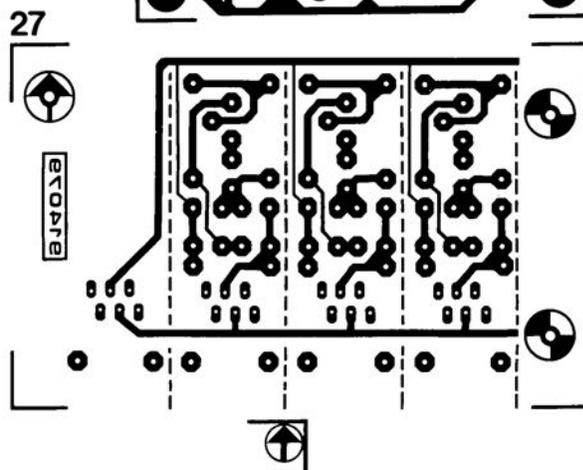
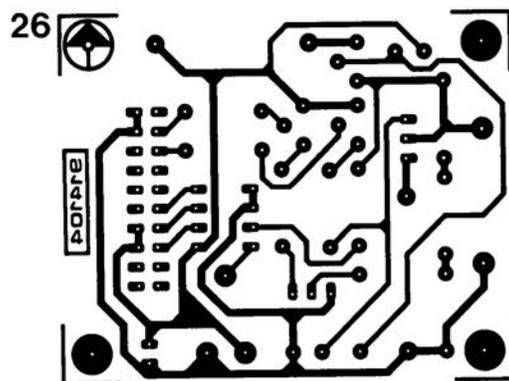
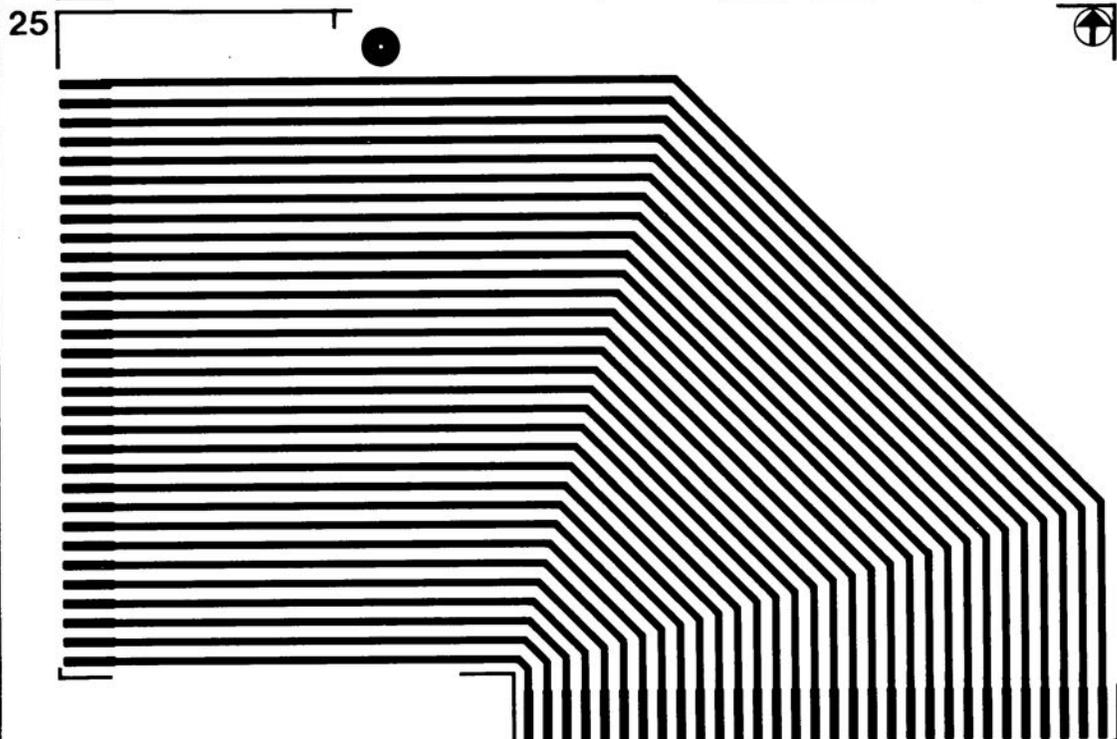
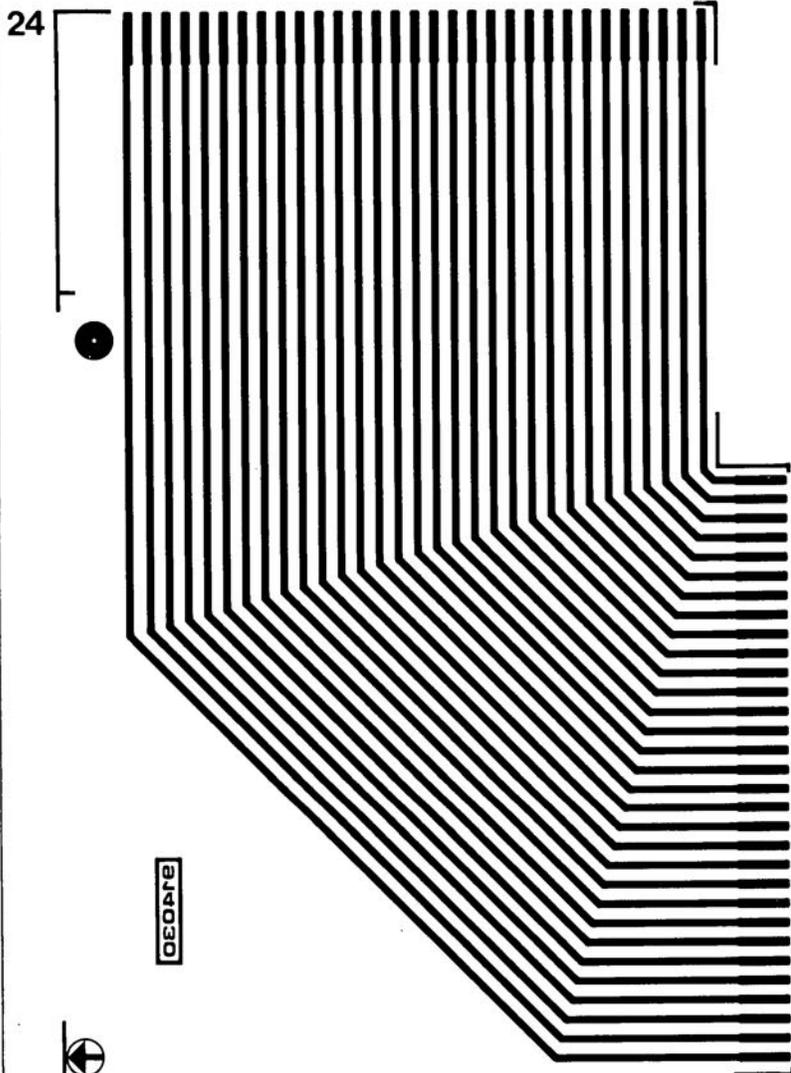


SERVICE



SERVICE

- 16 Séparateur de signaux de synchronisation
- 17 Émulateur de 2764
- 18 Interrupteur-esclave 220 V Version 2.0
- 19 Pont de Wien à alimentation symétrique
- 20 Commutateur souris-manche automatique pour Amiga
- 21 Capacimètre pour petits condensateur
- 22 Relais de sécurité électronique
- 23 Voltmètre numérique à LED
- 24 Carte d'extension de bus pour PC: recto
- 25 Carte d'extension de bus pour PC: verso
- 26 Le SCALP en testeur de capacité d'accu CdNi
- 27 Central téléphonique



"LIGNE DE RETARD" À NE555

L'introduction d'un léger retard dans la transmission d'une impulsion numérique constitue l'une des opérations la plus fréquemment rencontrées dans nombre de circuits électroniques. Pensez, par exemple, à une liaison entre 2 modems. Peu après l'activation de la ligne RTS (*Ready To Send* = prêt à émettre), il faudra fournir un signal CTS (*Clear To Send* = autorisation d'émission). Pendant l'intervalle séparant ces 2 signaux, le modem côté ré-

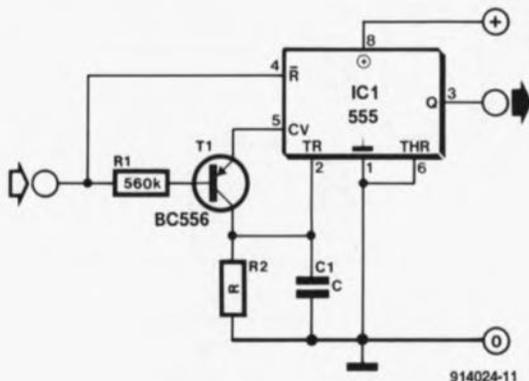
cepteur a le temps de se configurer pour la réception des données.

Cette ligne de retard universelle basé sur un temporisateur classique NE555 permet de réaliser aisément un circuit introduisant un certain retard. Grâce à la structure peu usuelle de ce circuit, il nous est possible d'introduire un retard compris entre 100 μ s et 100 s. On avouera qu'une telle plage conviendra à la majorité des applications.

La sortie Q du 555 ne peut passer au niveau haut que si le niveau de la tension présente à la broche 2 tombe en-dessous du tiers de la tension d'alimentation. Il faut cependant que la broche 4 se trouve au niveau haut. Puisqu'au repos la tension présente à la broche 4 est faible et que le condensateur C1 est chargé à travers le transistor T1, la sortie, Q, se trouve au niveau bas. Si maintenant on fait passer l'entrée du circuit au niveau haut, le transistor T1 bloque et le condensateur C1 se décharge à travers la résistance R1. Comme la condition de remise à zéro a disparu lors de l'application d'un niveau haut à la broche 4, la diminution de la tension aux bornes du condensateur mènera, après un certain temps, au passage au niveau haut de la sortie du NE555. Le calcul du temps nécessaire à la décharge du condensateur C1, répond à la formule suivante,

$$t = 0,69 \cdot R1 \cdot C1,$$

dans laquelle t est exprimé en secondes et $R1 \geq 10 \text{ k}\Omega$.



003

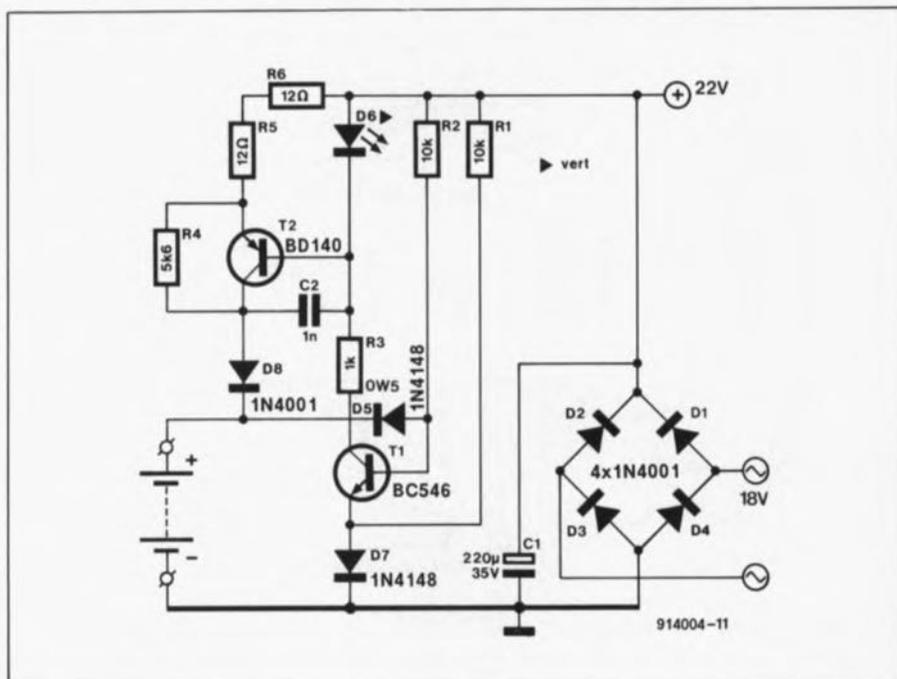
CHARGEUR POUR ACCUS RUSTIQUE

Le circuit d'un chargeur pour accus de tension nominale inférieure ou égale à 12 V (10 cellules CdNi ou 6 cellules Pb au maximum) peut être relativement simple. Malgré cette simplicité il peut intégrer plusieurs dispositifs qui en augmenteront le confort d'utilisation, comme l'illustre d'ailleurs l'électronique du schéma. Le circuit est si petit qu'il peut facilement trouver place dans un boîtier à fiche secteur mâle incorporée, du type de ceux que l'on utilise en règle générale pour les modules d'alimentation secteur.

Il est pratiquement impossible qu'il se produise une erreur lors de l'emploi de ce montage. Polarité d'accu inversée, court-circuit des connecteurs ou autre disparition de la tension d'alimentation n'auront pas d'influence néfaste sur l'accu ou sur le chargeur.

On fait appel, pour alimenter le circuit, à une tension alternative de 18 V. Cette tension est redressée par l'intermédiaire du pont constitué par les diodes D1 à D4 et lissée par le condensateur C1. On dispose de ce fait d'une tension continue de 22 V.

Un accu complètement "à plat" commencera par être rechargé à un courant de 6 mA environ, qui traverse d'une part la résistance R2 et la diode D5 et, de l'autre, les résistances R4 à R6 et la diode D8. Si pourtant, on connecte un, voire plusieurs, accus, disposant encore d'une tension résiduelle minimale comprise entre 0,3 et 0,5 V, la tension base/émetteur du tran-



sistor T1 est suffisamment élevée pour le rendre conducteur. La LED D6, faisant office d'indicateur de recharge, s'allume et le transistor T2 devient également passant. Le courant de charge qui traverse maintenant les résistances R5 et R6 voit son intensité passer à 60 mA.

Dans le cas d'accus CdNi de 500 mAh de capacité, ce courant se traduit par une durée de recharge de 12 heures.

Si l'on procède soit à une inversion de polarité des bornes de l'accu, soit à un court-circuit des bornes de connexion du chargeur, le transistor de puissance reste bloqué de sorte que le courant circulant reste limité à une intensité comprise entre 6 et 12 mA.

L'ensemble du circuit consomme de l'ordre de 80 mA.

H. Döpfner

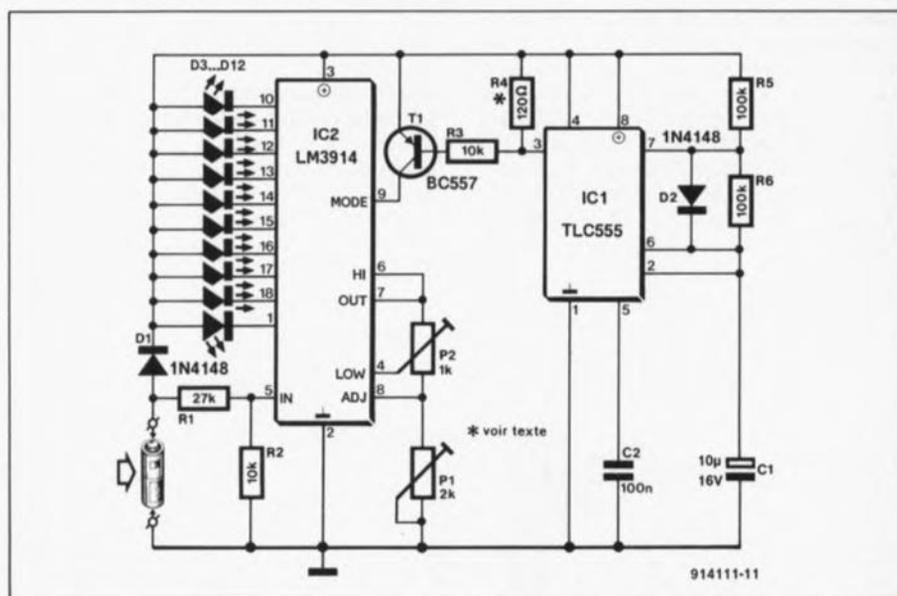
004

CONTRÔLEUR D'ACCUMULATEUR CdNi

L'idée de départ est de pouvoir visualiser les 2 états importants d'un accumulateur au cadmium-nickel, à savoir son état en charge (sous la forme d'une illumination d'une barre de LED) et son état hors-charge (sous l'apparence d'un point). Le type d'accu ayant servi de base à cette réalisation est l'accu de 4,8 V fort courant dans le monde du modélisme.

IC1, une version récente (TLC) du temporisateur universel 555, produit un signal rectangulaire. Si sa sortie (broche 3) fournit un niveau haut, le circuit de commande de LED, qu'est le LM3914, se trouve, via le transistor T1 et sa broche de commande de mode (broche 9), en mode "point" (une seule LED illuminée à la fois). Si au contraire la sortie du 555 est basse, on a circulation de courant par la résistance R4 et l'accu est relié à la charge. Simultanément le transistor T1 devient passant, mettant la broche 9 de IC2 à la tension d'alimentation et faisant ainsi passer le LM3914 en mode "barre".

Dans ce mode, le circuit prend à l'accu un courant de quelque 200 mA, courant dont



la majeure partie sert à l'illumination des LED. De par le facteur de division choisi pour le diviseur de tension pris à l'entrée du circuit, constitué par les résistances R1

et R2 reliées aux bornes de l'accu, le circuit fonctionne sur une plage de tension très étendue allant de 4 à 15 V environ. Les réglages de la tension de référence et

de la plage de visualisation font appel à 2 résistances ajustables, P2 et P1 respectivement. Cette approche simplifie le réglage et élimine tout calcul préalable.

La résistance R4 constitue la charge de l'accu. Un test fiable de ce dernier demande de donner à cette résistance la valeur la plus faible possible; cependant comme le TLC555 ne peut supporter qu'un courant de 100 mA (200 mA dans le cas d'un 555 "standard"), il faudra déterminer la valeur de la résistance R4 à l'aide de la formule

$$R4 = V_{\text{accu}}/100 \text{ mA.}$$

Le réglage du montage est simple. On sort le (TLC)555 de son support avant de connecter une alimentation réglable (de laboratoire) aux points de connexion prévus pour l'accu. On demande à l'alimentation de fournir la tension à laquelle on veut voir s'illuminer la dernière LED. Jouer sur la position de l'ajustable P1 jusqu'à obtenir l'illumination de la dernière LED. On règle ensuite l'alimentation pour qu'elle fournisse la tension à laquelle on veut voir s'allumer la première LED. On joue ensuite sur la position de P2 jusqu'à obtenir l'illumination de cette LED. Reprendre l'ensemble de ce réglage une seconde fois.

Quelques remarques pratiques:

À une tension d'alimentation de 4,8 V, la plage de tension disponible va de 0,2 à 1,6 V. À partir d'une tension d'alimentation de 7 V cette plage s'étend de 0,2 à 4 V. Le courant qui circule à travers chaque LED est de l'ordre de 20 mA, intensité sur laquelle une éventuelle variation de la tension d'alimentation n'a que fort peu d'influence.

R. Vanclaire



RELAIS DE SÉCURITÉ ÉLECTRONIQUE

Bien que le S202DS2, un relais à semi-conducteur (*solid state relay*, SSR, disent les Américains) de Sharp soit un composant électronique fort intéressant, sachant qu'il remplace à lui tout seul une bonne dizaine de composants, il ne répond pas aux exigences minimales de sécurité posées par de nombreux pays où la tension du secteur est de 220 ou 240 V. Les raisons majeures de carence sont une tension disruptive trop faible de l'opto-coupleur intégré dans le S202DS et un espacement trop faible des broches du dit composant.

Sharp a développé un autre relais à semi-conducteur (SSR) pour les nombreuses applications où la sécurité est une considération primordiale, le S201S04. Le mince boîtier SIL (*Single In Line*), dont on retrouve le dessin dans la figure illustrant cet article, intègre un opto-coupleur, une série de résistances, un commutateur au passage par zéro et un triac de puissance. La présence du commutateur au passage par zéro implique que le relais à semi-conducteur peut uniquement être utilisé avec des charges non-réactives, c'est-à-dire purement ohmiques. Comme, en outre, la valeur de la résistance-série est de 130 Ω seulement, de nombreuses applications requerront une résistance additionnelle externe pour éviter que le courant traversant

la LED de l'opto-coupleur intégré n'atteigne une valeur trop importante.

L'utilisation du dessin de circuit imprimé proposé ici répond à toutes les exigences posées par la sécurité. La valeur de la résistance externe R1 dépend de la tension de commande et du courant de déclenchement. Ce dernier dépend, dans une certaine mesure de l'importance du courant à commuter et aura, en règle générale, une valeur comprise entre 5 et 20 mA.

On déterminera expérimentalement la valeur optimale en veillant à ne pas dépasser un courant de 40 mA. La valeur minimale de la résistance-série R1_{min}, répond à la formule suivante:

$$R1_{\min} = 25 (U_s - 2,4) - 130 \quad [\Omega]$$

formule dans laquelle U_s représente la tension de commande appliquée au connecteur K1.

La diode D1 protège le relais contre des tensions de commande inverses, la LED D2 indiquant l'application d'un courant de commande au relais. Le réseau RC R2/C1 pris à la sortie du relais sert à protéger le composant contre des crêtes de tension véhiculées par le secteur.

Lorsqu'il est relié au secteur fournissant 220 ou 240 V, le circuit peut commander des charges non-réactives de puissance inférieure ou égale à 330 W, ce qui correspond approximativement au courant de charge maximal admissible, à savoir 1,5 A.

Liste des composants:

Résistances:

R1 = 100 Ω (*voir texte)
R2 = 100 Ω /2W5

Condensateurs:

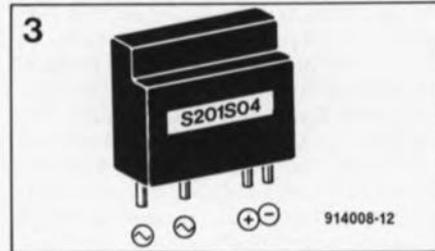
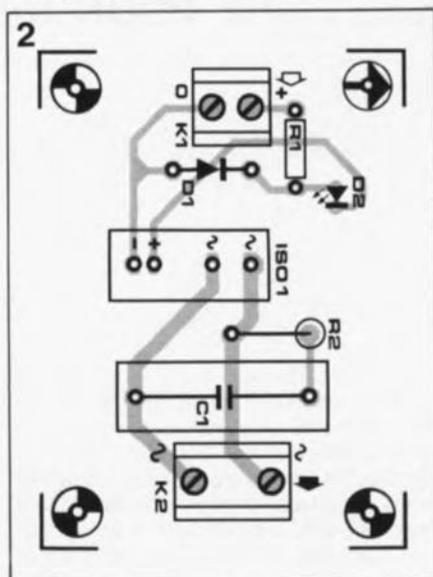
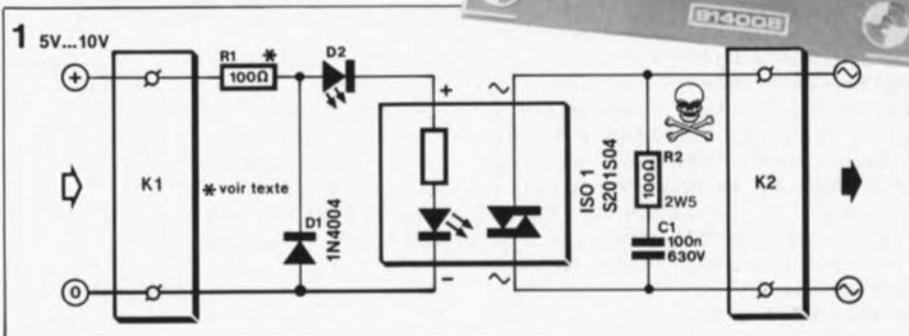
C1 = 100 nF/630 V

Semi-conducteurs:

D1 = 1N4001
D2 = LED 5 mm
ISO1 = S201S04 (Sharp)

Divers:

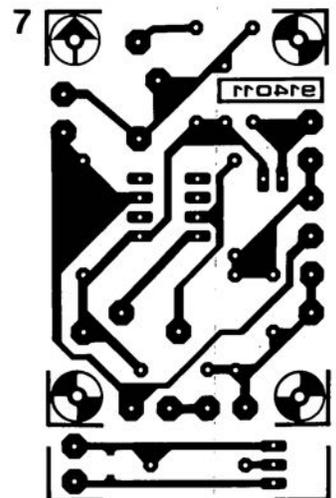
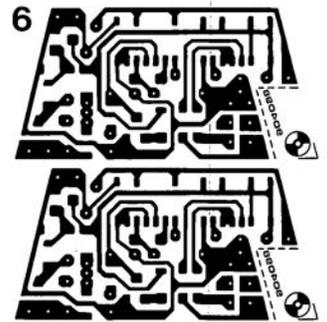
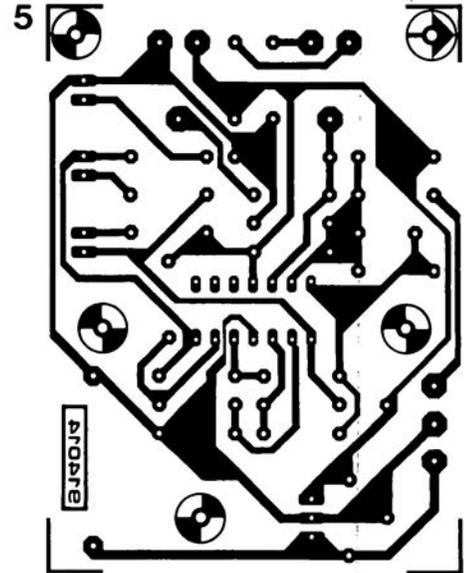
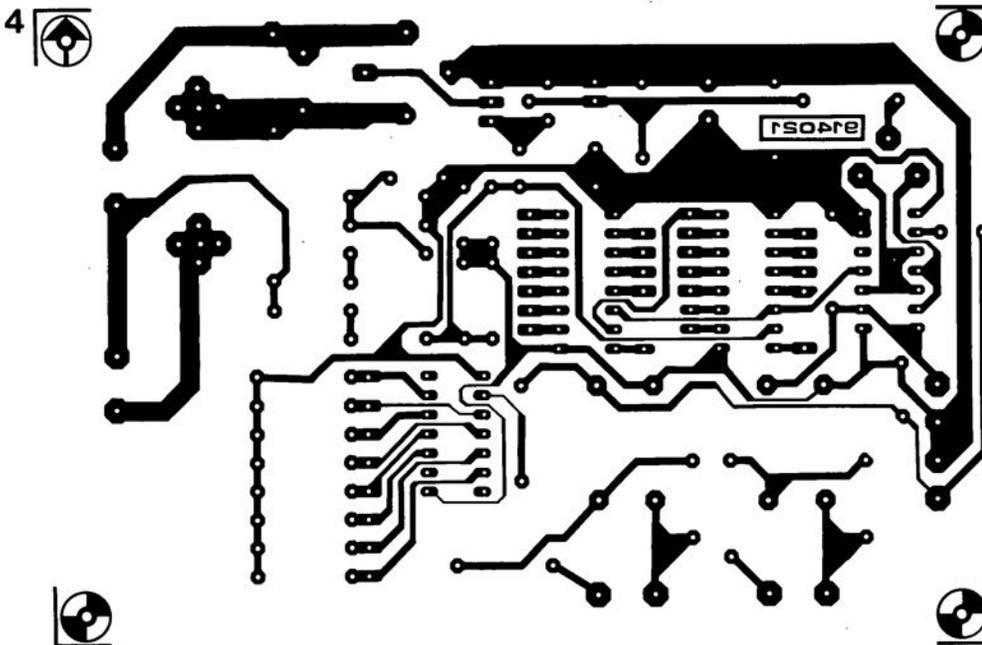
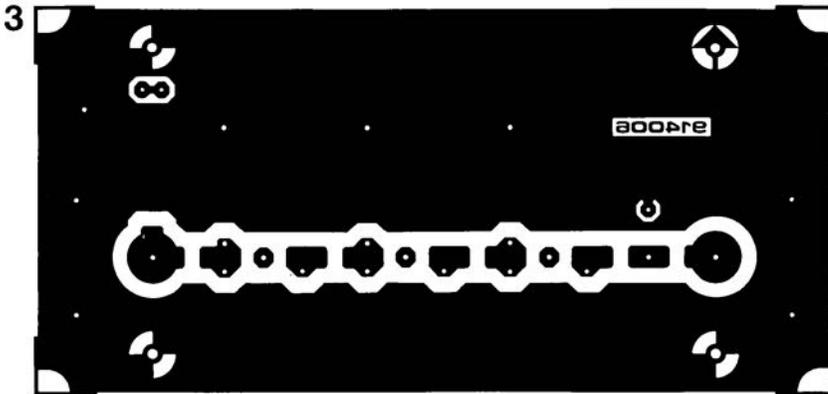
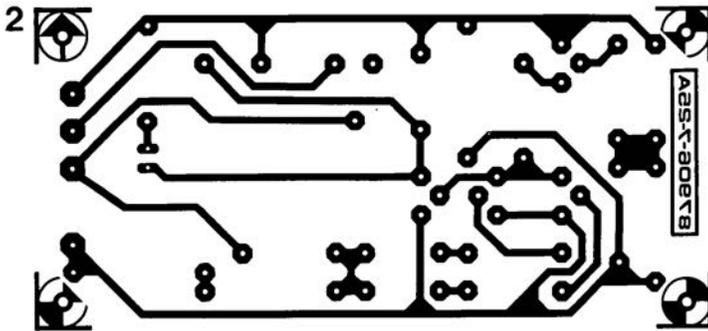
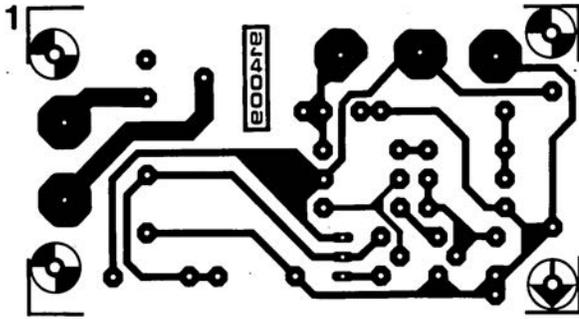
K1 = bornier encartable double au pas de 5 mm
K2 = bornier encartable double au pas de 10 mm



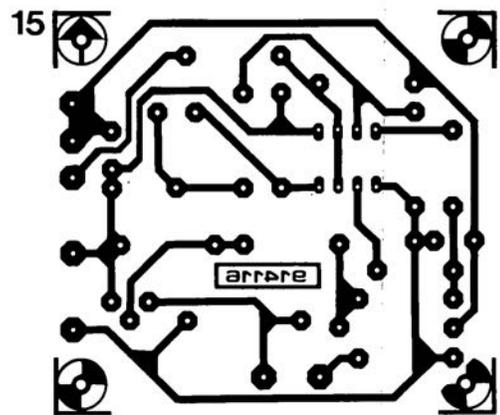
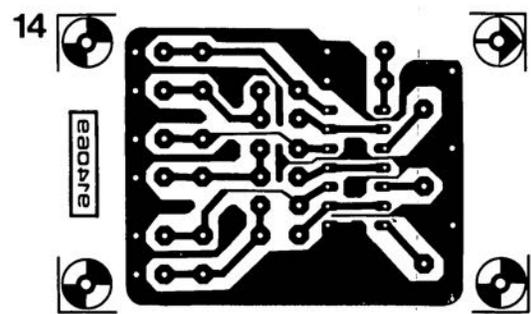
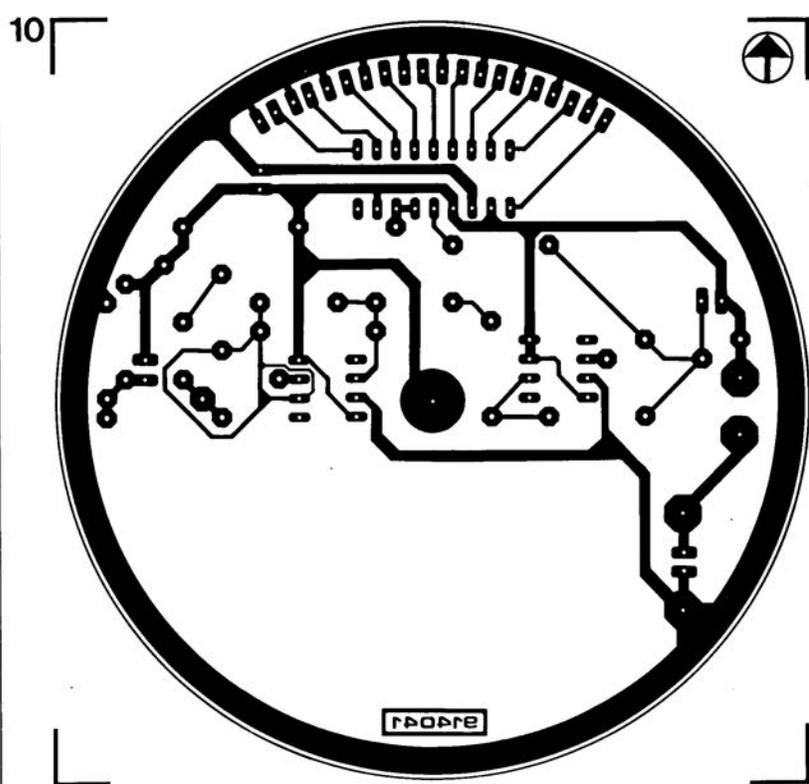
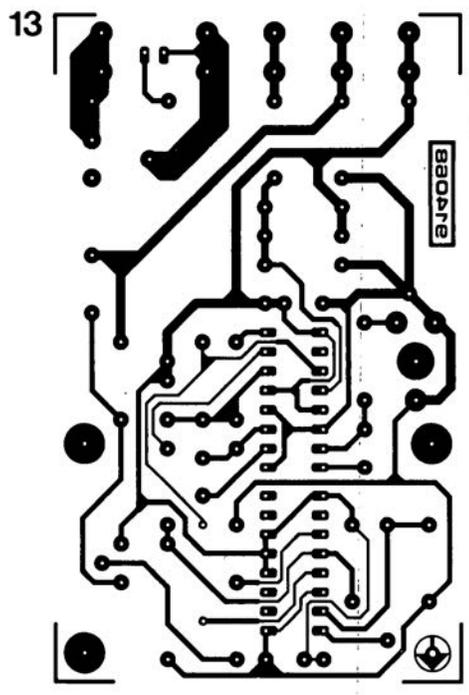
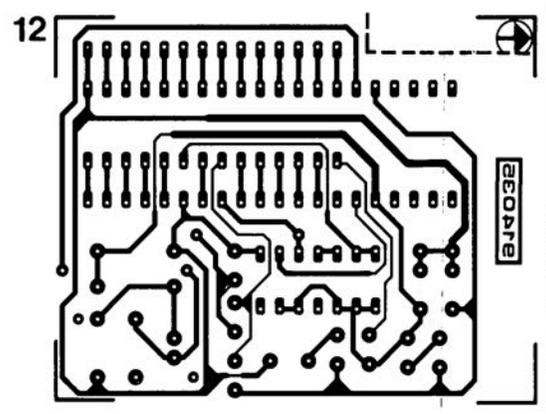
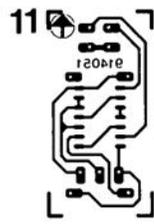
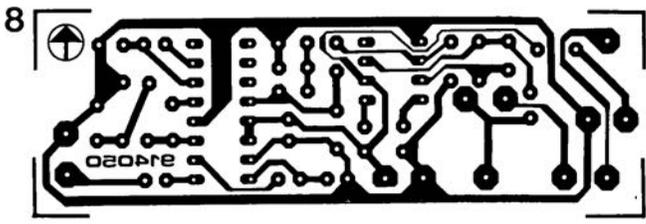
ATTENTION. Il est essentiel, en raison de la présence en divers endroits du circuit de la tension du secteur, de veiller à une isolation électrique adéquate. Il ne saurait être question d'intervenir sur le circuit tant que celui-ci est relié au secteur. On veillera à ce qu'il soit impossible d'entrer en contact avec une partie quelconque du montage lorsqu'il est utilisé (et donc relié au secteur).

SERVICE

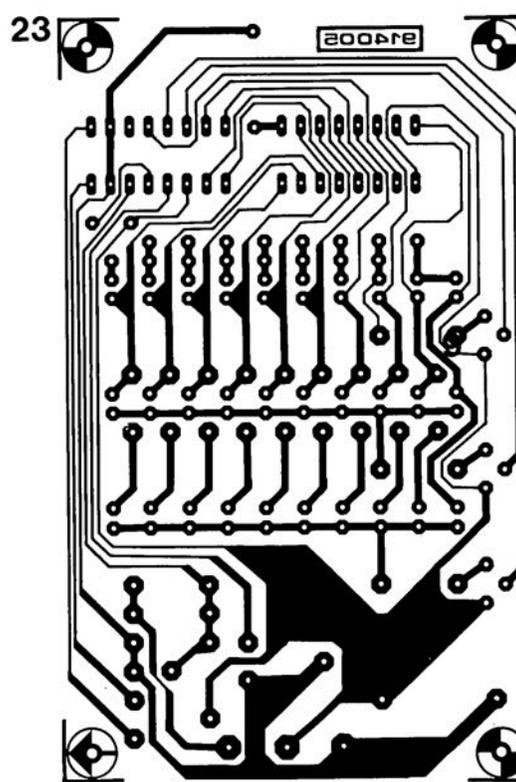
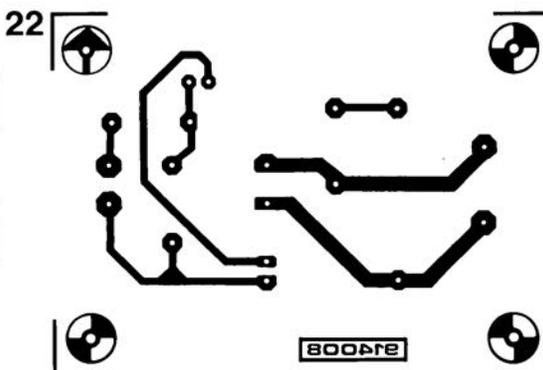
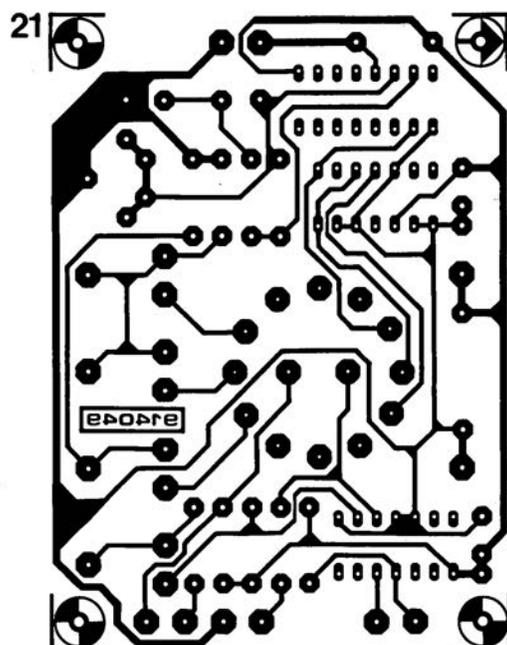
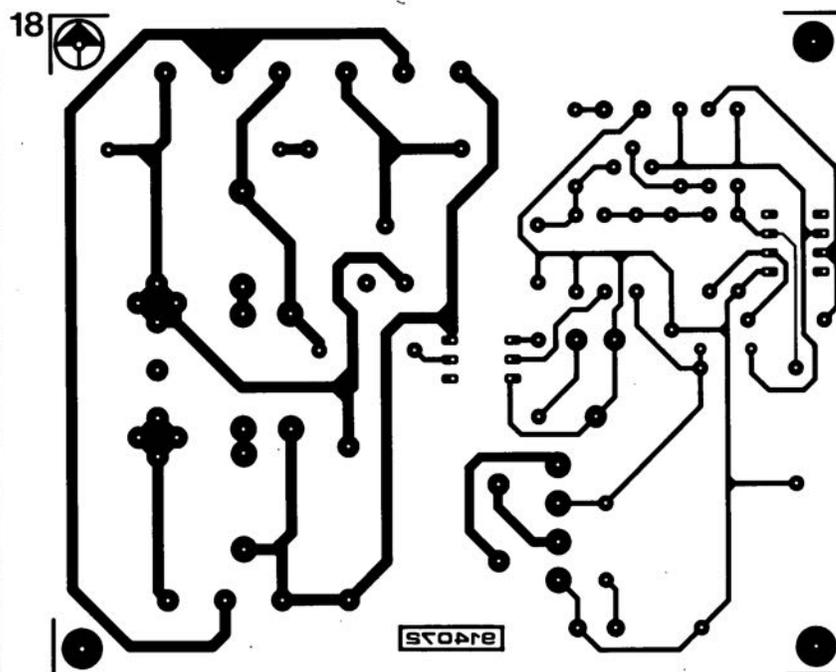
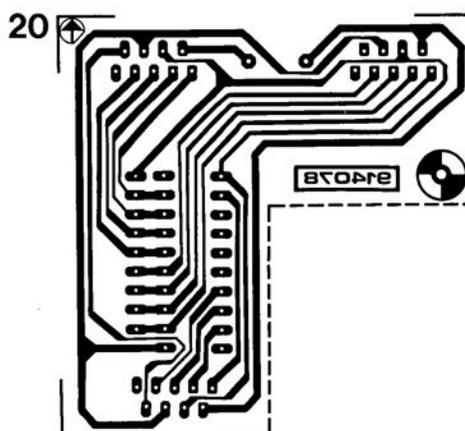
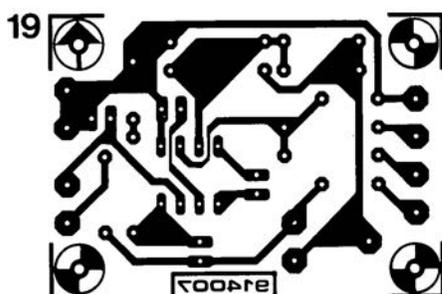
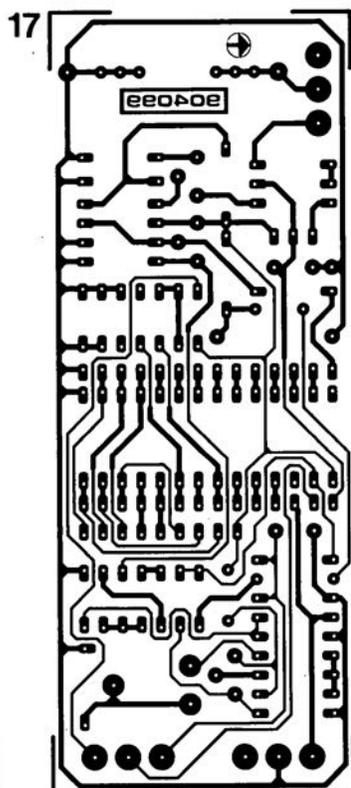
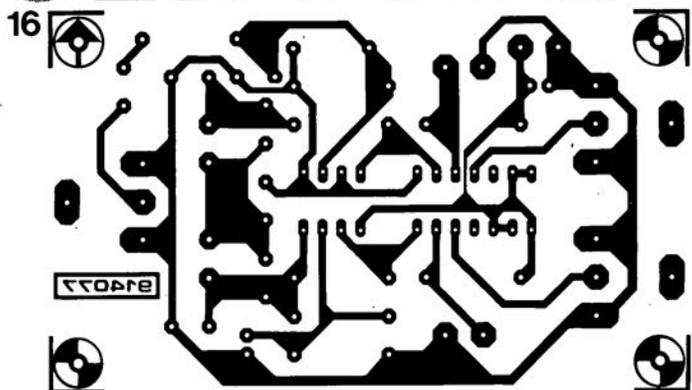
- 1 Commande de lave & essuie-glace
- 2 Protection CC pour haut-parleur
- 3 Amplificateur UHF
- 4 Temporisateur universel
- 5 Indicateur C-D-S pour batterie de voiture
- 6 Inverseur de sens de circulation (2x)
- 7 Module thermométrique LD
- 8 S-mètre pour récepteur à ondes courtes
- 10 Indicateur de puissance de champ: composants
- 11 Indicateur de puissance de champ: plan de masse
- 12 Accélérateur vidéo pour Archimedes
- 12 Adaptateur 1 Mbit pour programmeur d'EPROM
- 13 Circuit de commande automatique pour ventilateur d'automobile
- 14 Triple oscillateur HCMOS à quartz
- 15 Indicateur de crête



SERVICE

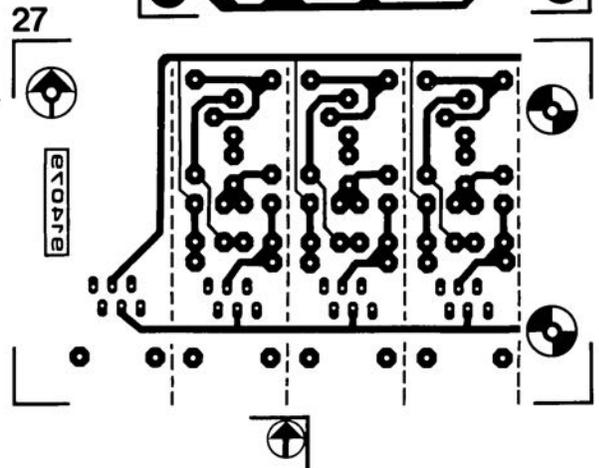
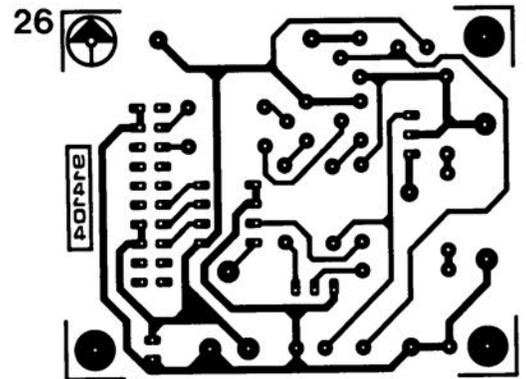
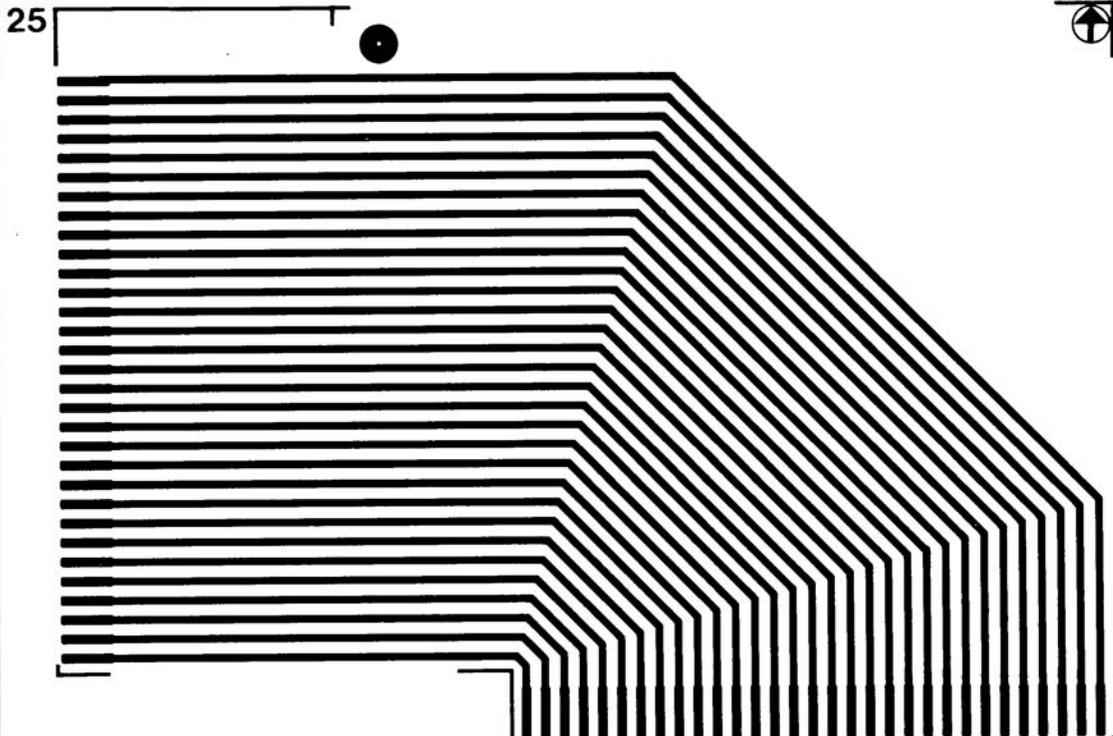
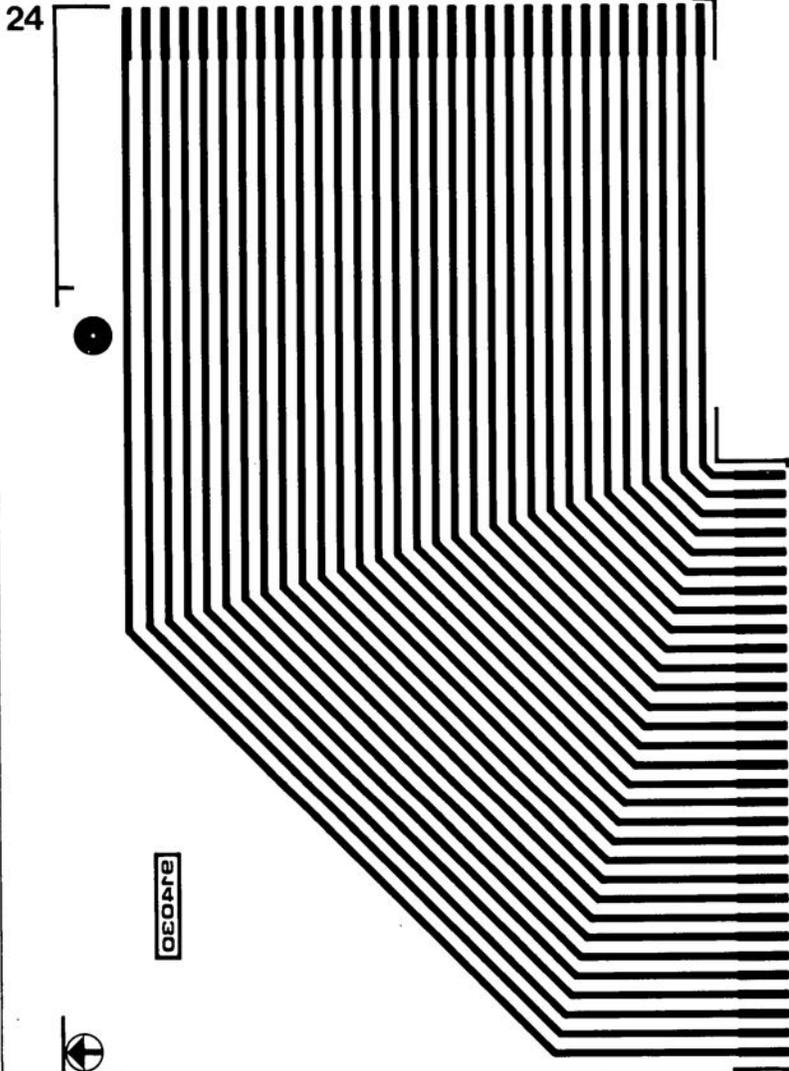


SERVICE



SERVICE

- 16 Séparateur de signaux de synchronisation
- 17 Émulateur de 2764
- 18 Interrupteur-esclave 220 V Version 2.0
- 19 Pont de Wien à alimentation symétrique
- 20 Commutateur souris-manche automatique pour Amiga
- 21 Capacimètre pour petits condensateur
- 22 Relais de sécurité électronique
- 23 Voltmètre numérique à LED
- 24 Carte d'extension de bus pour PC: recto
- 25 Carte d'extension de bus pour PC: verso
- 26 Le SCALP en testeur de capacité d'accu CdNi
- 27 Central téléphonique



006

SUPER-RÉGULATEUR DE TENSION

Avec les chargeurs d'accus, les alimentations sont sans doute l'un des sujets les plus décrits dans Elektor. Rien d'étonnant. Il n'existe en effet pas le moindre circuit à pouvoir fonctionner sans alimentation. Cet article vous propose un régulateur de tension plus que haut de gamme, aux nombreuses caractéristiques impressionnantes:

- faibles pertes,
- bon marché,
- courant maximal de 1 A,
- simple,
- protégé contre des erreurs de polarité et
- protégé contre des crêtes de tension jusqu'à 60 V.

Pour pouvoir intégrer l'électronique nécessaire dans un seul composant, National Semiconductor a choisi de fabriquer un régulateur de tension intégré doté de 5 broches ! En règle générale, les régulateurs de tension classiques n'ont que 3 contacts. La 4^e broche (GND = ground) de ce régulateur est indispensable pour la technique *low-drop* (faibles pertes), la 5^e broche servant à la commande d'un circuit additionnel de mise en ou hors-fonction.

Quant au circuit lui-même, un LM2941C, il est difficile d'en dire plus. Nous poursuivons donc cet article avec quelques informations et conseils pratiques concernant l'utilisation des régulateurs de tension intégrés en général et celle des types à faibles pertes en particulier.

Le condensateur C1 du schéma n'est nécessaire que si la distance entre le condensateur de lissage et le régulateur est relativement grande. La valeur à donner à ce composant est légèrement supérieure à celle que l'on utilise en général avec les régulateurs de la série 78xx. Le condensateur de sortie, lui aussi, est d'une capacité un peu plus élevée que d'habitude. Pour obtenir les meilleurs résultats, il est recommandé de placer ce condensateur aussi près que possible du régulateur.

Une caractéristique connue des régulateurs intégrés à faibles pertes est qu'ils nécessitent un courant de repos légèrement plus important que leurs homologues classiques. Le LM2941C ne nécessite, quant à lui, ce courant de repos plus élevé que dans le cas des tensions de différence comprises entre 0,5 et 5 V.

La tension de sortie du circuit peut être ré-

glée à une valeur comprise entre 5 et 20 V. De par la valeur de 1,275 V de la tension de référence interne, il est possible de générer une tension de sortie inférieure aux 5 V mentionnés plus haut. Le fabricant ne prend pas le risque de garantir un fonctionnement correct du circuit dans de telles conditions.

La résistance R1 aura une valeur minimale de 1 kΩ. La formule suivante permet de calculer la valeur à attribuer à R2 à partir de la résistance R1 et de la tension de sortie requise:

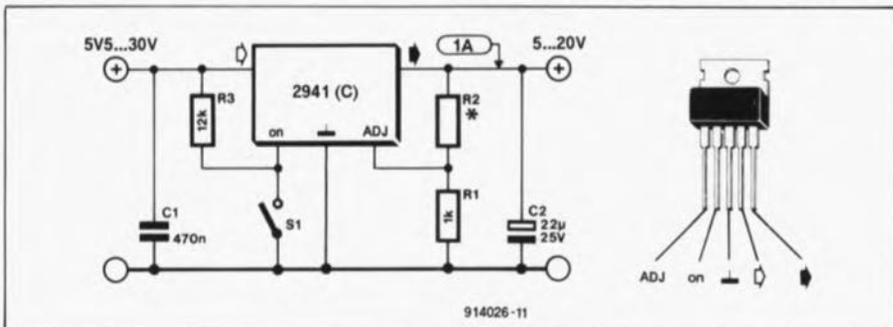
$$R2 = R1 \cdot (V_{out} / 1,275 - 1).$$

Dans un nombre important de circuits, faisant appel à un régulateur tripode, un condensateur électrolytique supplémentaire, pris dans la ligne de réglage, améliore sensiblement la régulation. Ne **jamais** faire appel à cette astuce dans le cas d'un régulateur intégré tel que le LM2941C: elle pourrait être la cause d'oscillations gênantes.

Il suffit d'une tension de différence de 0,5 V seulement pour obtenir des courants jusqu'à 1 A. Dans le cas de courants moins importants, cette différence peut être plus faible elle aussi.

L'activation de l'entrée "on" de ce composant, se fait par application à cet endroit d'une tension positive sous un courant d'entrée de 300 μA environ. Puisque ce circuit intégré peut être déclenché par une tension de commande de 2 V, il est possible de le commander par des circuits logiques CMOS et TTL.

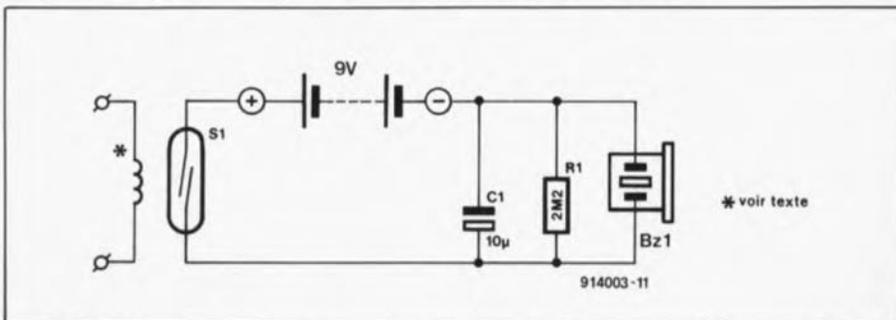
source: National Semiconductor



007

RALLONGE POUR RÉSONATEUR

L'auteur de ce circuits si tant est que l'on puisse encore parler de circuit, était las de devoir aller voir à tout bout de champ si l'essoreuse à tambour, installée dans la buanderie, était arrivé à la fin de son programme. Ce type de machine est souvent doté d'un résonateur électro-mécanique qui doit se manifester, une fois son travail terminé. Si pourtant, l'essoreuse se trouve à une certaine distance, il peut être difficile d'entendre le bruit relativement faible produit par le résonateur. Rien de plus facile que de remédier à cette situation peu satisfaisante. Il suffit de fixer un relais miniature à lame souple contre la bobine du résonateur électro-mécanique de l'essoreuse et de le relier, à l'aide d'un câble souple à 2 conducteurs, à un résonateur piézo installé dans l'une des autres pièces de sa maison ou appartement.



Le fonctionnement de ce petit circuit est clair comme de l'eau de roche(as). Lorsque le résonateur de l'essoreuse entre en fonction, les contacts du relais miniature à lames souples se ferment et le résonateur piézo, alimenté par une pile 9 V se signale. Le condensateur C1 de 10 μF sert à blo-

quer la fréquence de 50 Hz produite par le secteur.

On notera, pour finir, qu'il est primordial de bien isoler le relais lorsqu'on le fixe contre la bobine du résonateur de l'essoreuse.

R. Kambach

008

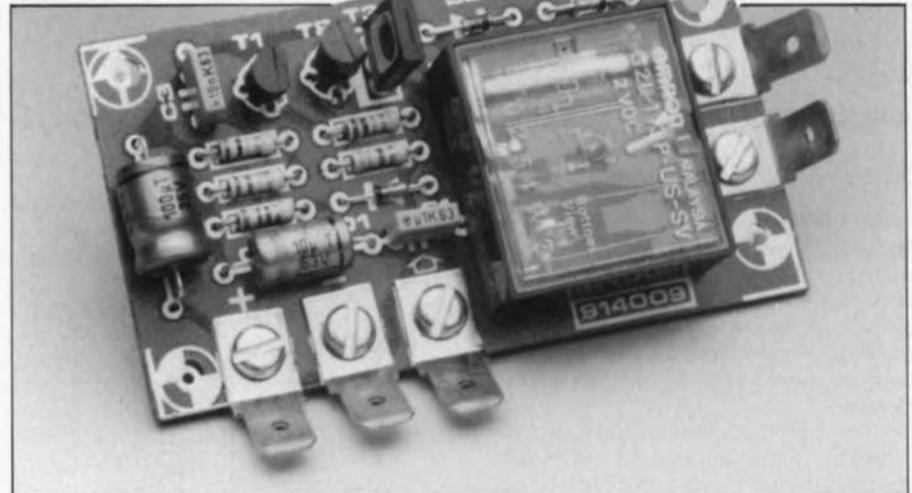
COMMANDE DE "LAVE & ESSUIE-GLACE"

De nombreuses voitures d'un certain âge, ne possèdent pas de commande automatique d'essuie-glace lorsque l'on se sert du lave-glace. Un tel circuit met en fonction le moteur de l'essuie-glace chaque fois que la pompe du lave-glace est activée. Après l'arrêt du lave-glace, l'essuie-glace continue son balayage pendant une certaine durée.

L'anode de la diode D1 est, normalement, connectée à la masse, à travers le moteur de la pompe du lave-glace. Dès que ce moteur est mis en fonction, le condensateur C2 se charge rapidement à travers la diode D1 et la résistance R1. La cascade de transistors T1 à T3 devient passante et le relais Re1 est excité. Le condensateur C2 garde sa charge tant que le moteur du lave-glace tourne et que l'essuie-glace fonctionne. Si l'on relâche le bouton de commande du lave-glace, le moteur de la pompe s'arrête (bien entendu). L'essuie-glace quant à lui continue son va-et-vient pendant une durée définie par la constante de temps introduite par R2/C2. La diode D1 évite une décharge du condensateur C2 à travers le moteur de la pompe. Les diodes D2 et D3 protègent le circuit contre la force contre-électromotrice (F.C.E.M) produite par la bobine du relais.

Vu le nombre modeste de connexions à faire, l'installation du circuit dans la voiture ne devrait pas poser de grand problème. Outre la connexion à l'alimentation (points + et -), il reste à effectuer 3 connexions.

Une petite remarque cependant: ce circuit ne fonctionne qu'avec des moteurs (de pompe de lave-glace) dont l'un des contacts est relié en permanence à la masse,

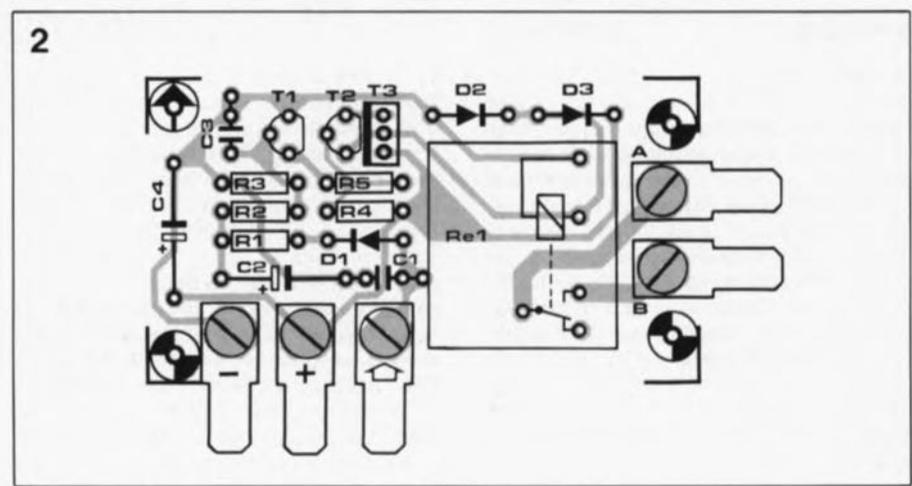
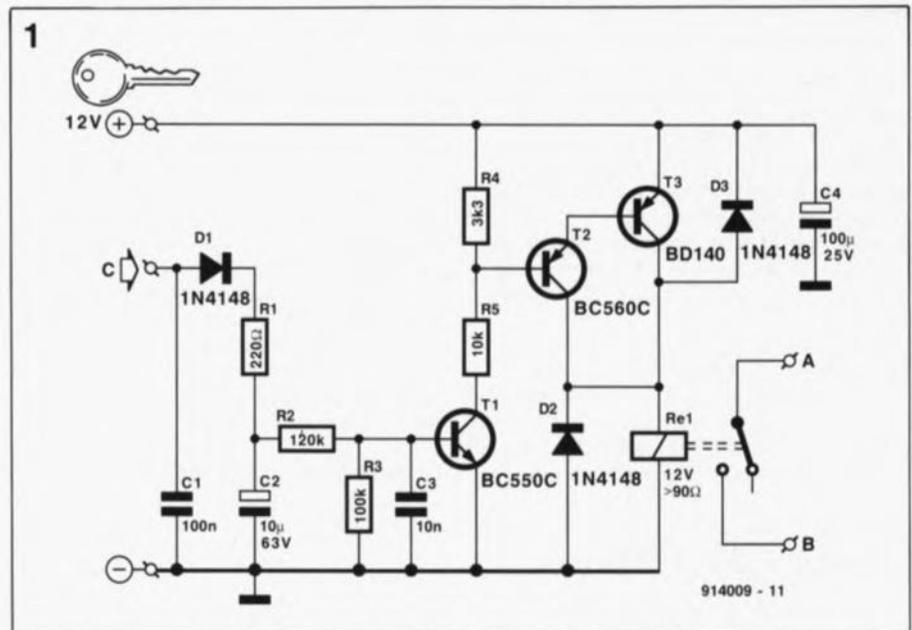


le pôle positif de ce moteur étant relié à l'interrupteur de commande du lave-glace.

Le relais utilisé est capable de commuter des courants de 10 à 20 A. Les contacts de celui-ci sont connectés en parallèle, à travers les points A et B et en faisant appel à du fil de câblage de 2,5 mm² de section,

au commutateur de commande de l'essuie-glace. Toutes les connexions utilisent des cosses femelles du type automobile à sertir, le circuit lui-même étant doté de cosses mâles à fixation par vis (cf. la photographie). Les cosses mâles sont vissées contre le circuit imprimé et soudées ensuite, afin de réduire au minimum la résistance de contact.

- Liste des composants**
- Résistances:**
 R1 = 220 Ω
 R2 = 120 kΩ
 R3 = 100 kΩ
 R4 = 3kΩ3
 R5 = 10 kΩ
- Condensateurs:**
 C1 = 100 nF
 C2 = 10 μF/63 V
 C3 = 10 nF
 C4 = 100 μF/25 V
- Semi-conducteurs:**
 D1 à D3 = 1N4148
 T1 = BC550C
 T2 = BC560C
 T3 = BD140
- Divers:**
 Re1 = relais 12 V/bobine 90 Ω min, contacts > 10 A (tel que Omron G2L-113P-4S-SV par exemple)
 5 cosses mâles "de masse" avec perçage Ø 4 mm



Si vous avez de la peine à vous procurer le relais Omron mentionné dans la liste des composants, vous pouvez le remplacer par un relais Bosch du type

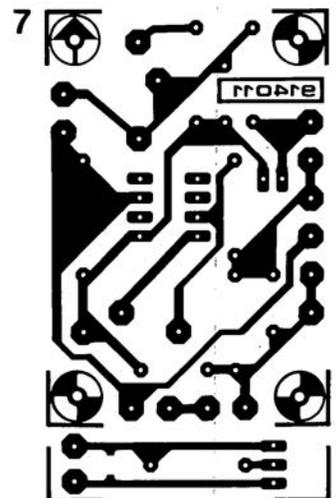
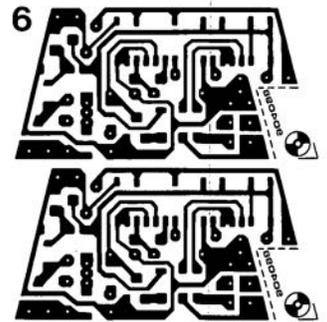
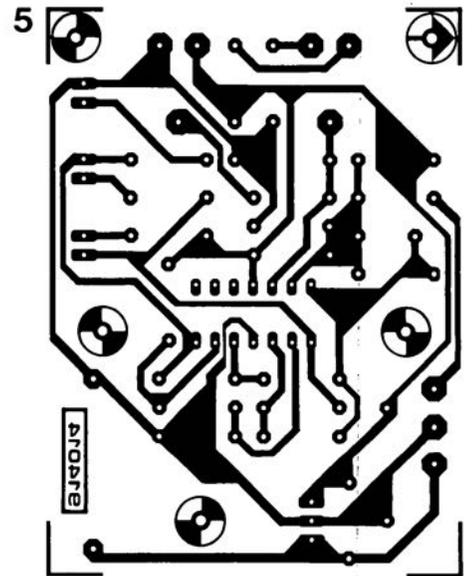
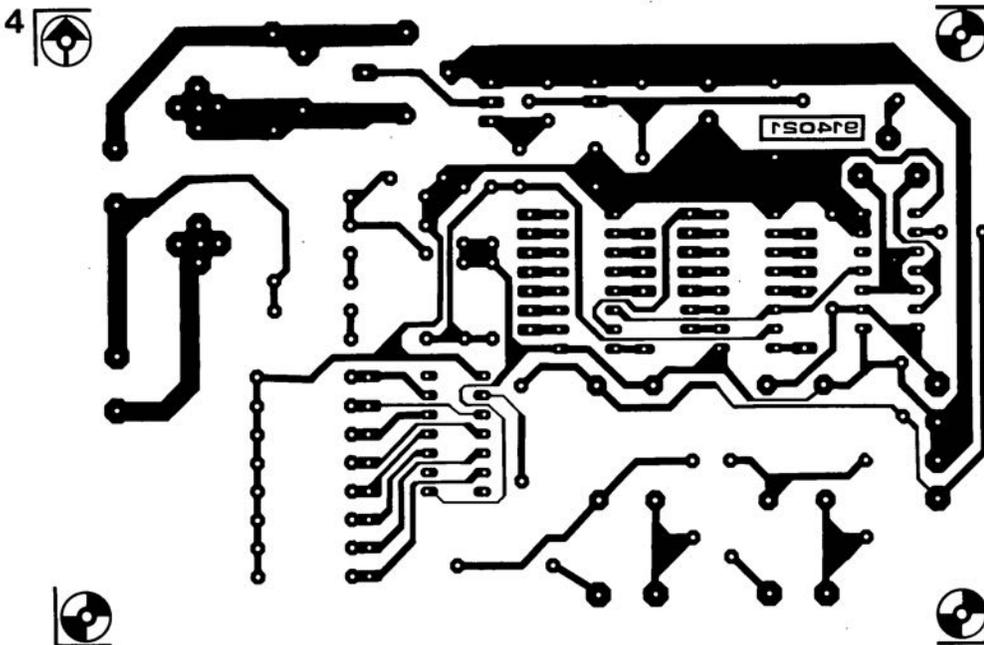
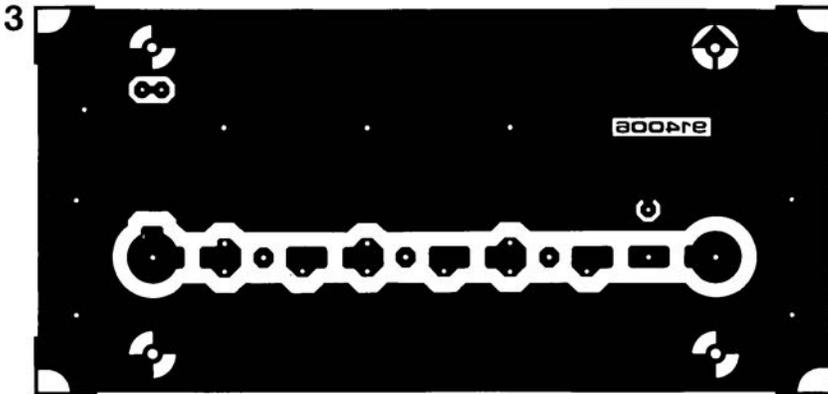
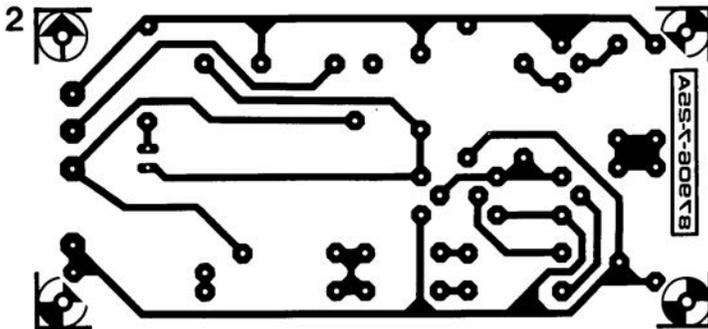
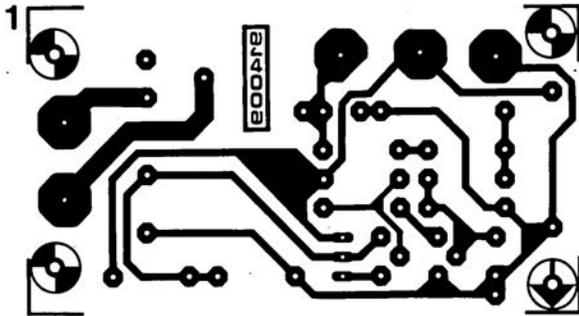
0 332 016 101, disponible dans tous les magasins pour accessoires automobiles. On notera cependant que ce relais ne peut pas être monté à l'emplacement prévu sur

le circuit imprimé dessiné pour ce montage.

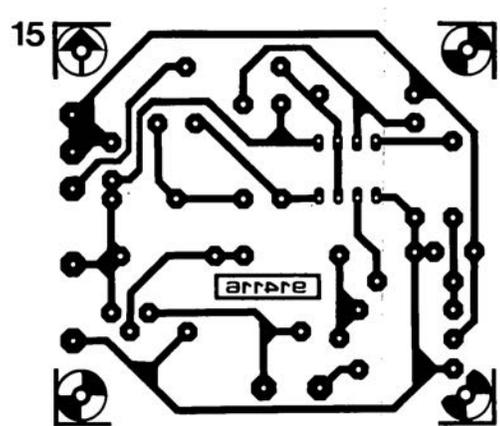
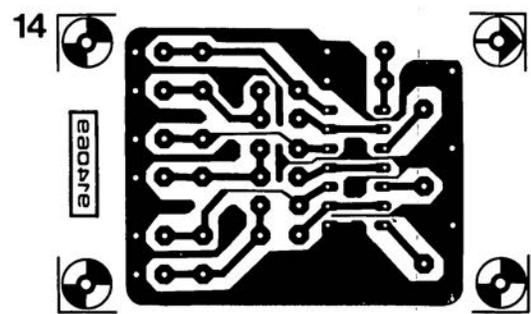
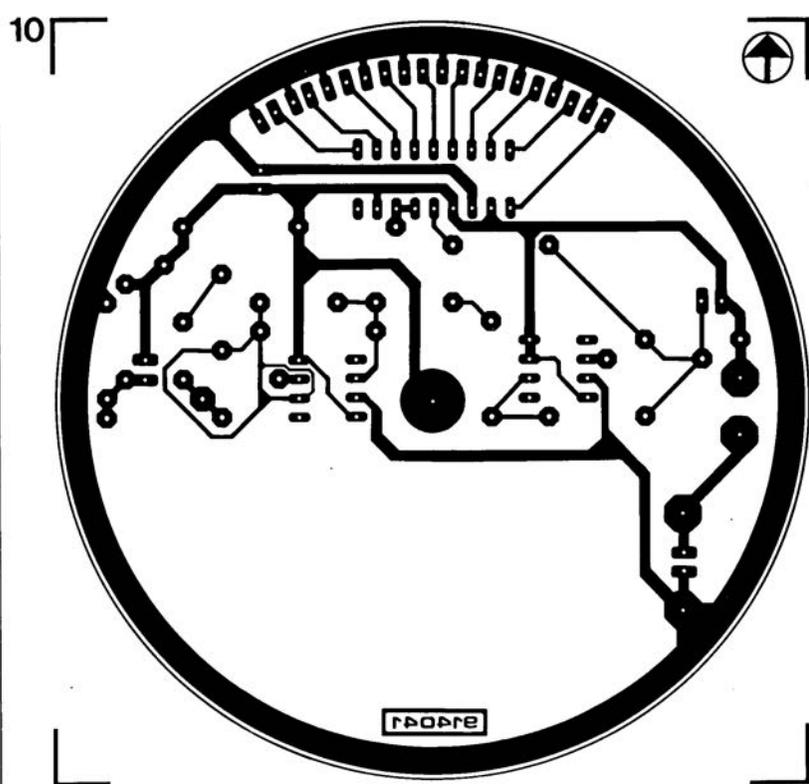
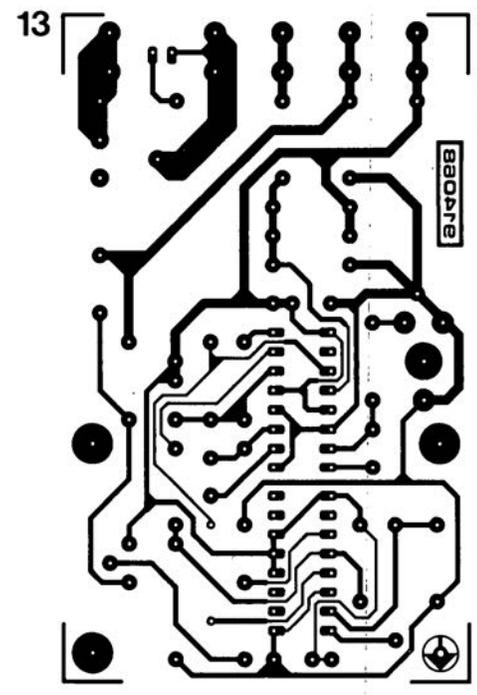
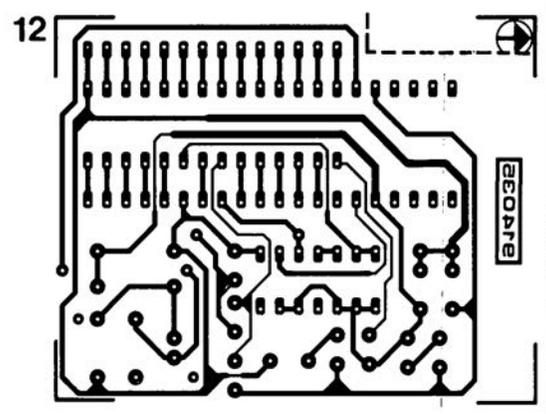
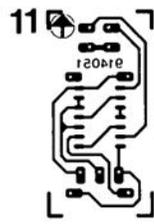
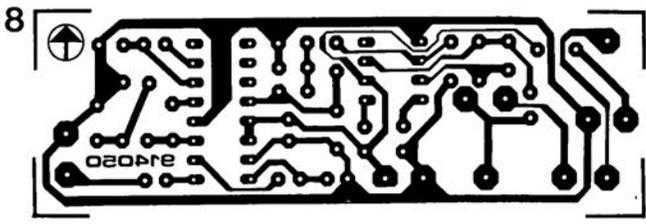
R. Lalic

SERVICE

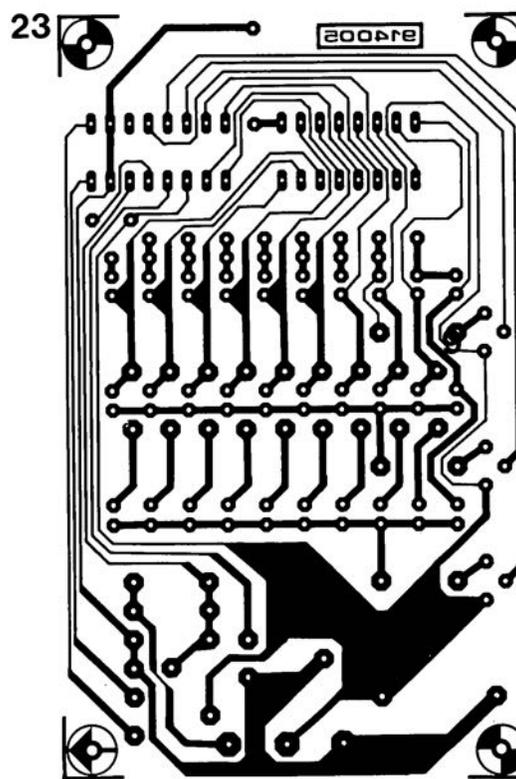
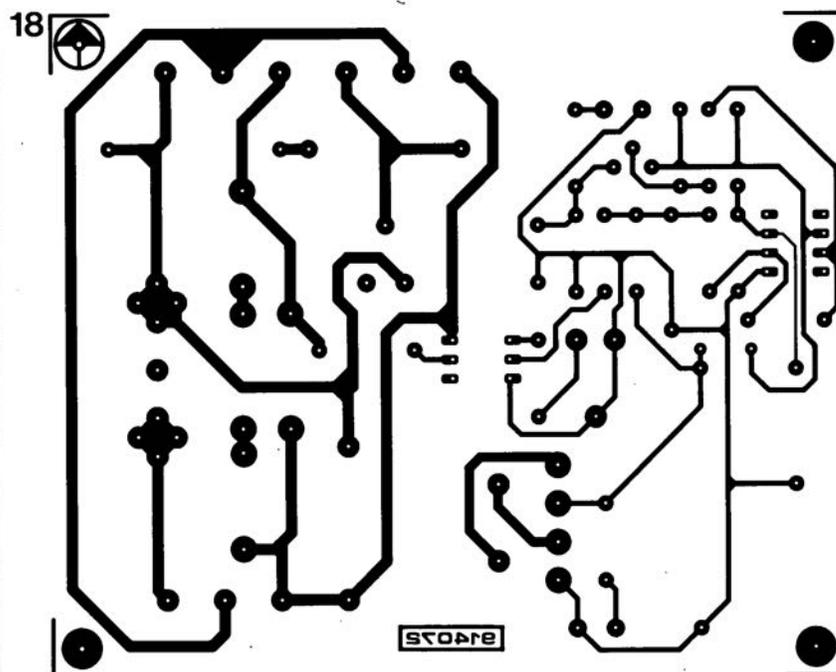
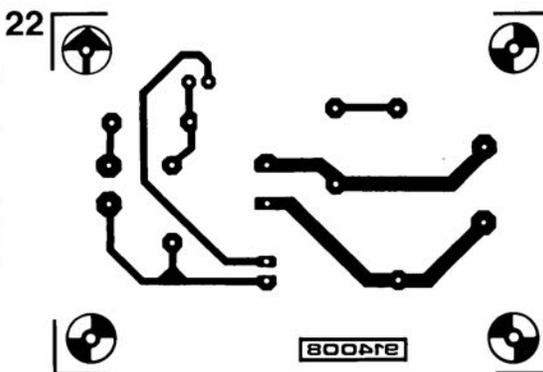
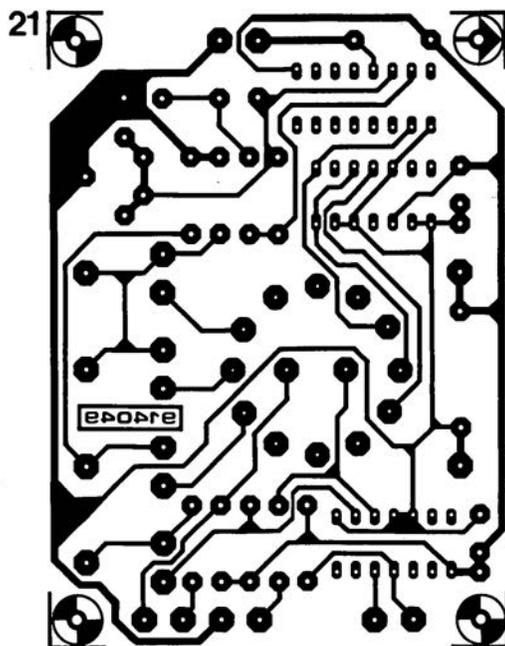
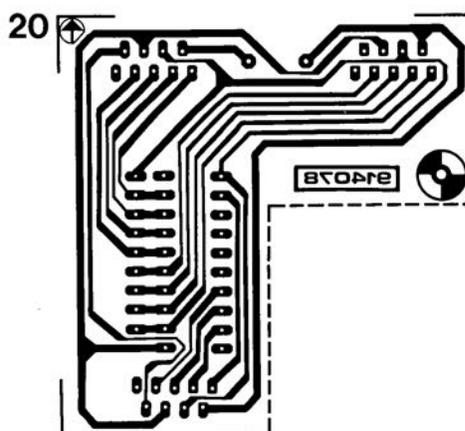
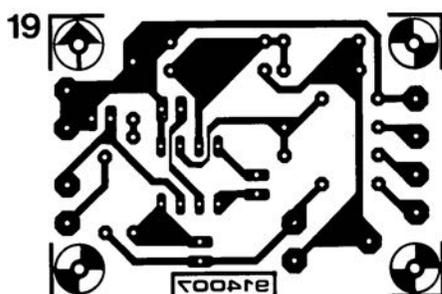
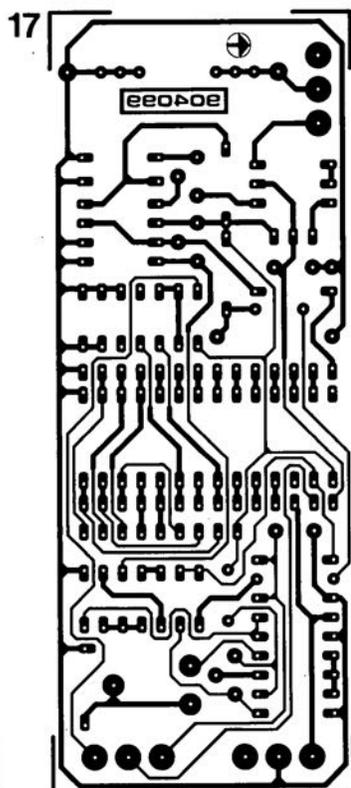
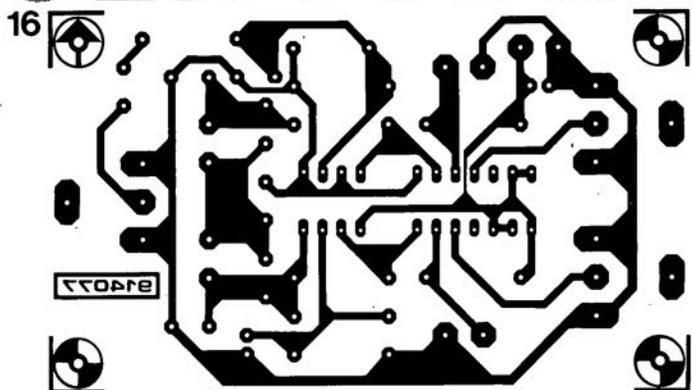
- 1 Commande de lave & essuie-glace
- 2 Protection CC pour haut-parleur
- 3 Amplificateur UHF
- 4 Temporisateur universel
- 5 Indicateur C-D-S pour batterie de voiture
- 6 Inverseur de sens de circulation (2x)
- 7 Module thermométrique LD
- 8 S-mètre pour récepteur à ondes courtes
- 10 Indicateur de puissance de champ: composants
- 11 Indicateur de puissance de champ: plan de masse
- 12 Accélérateur vidéo pour Archimedes
- 12 Adaptateur 1 Mbit pour programmeur d'EPROM
- 13 Circuit de commande automatique pour ventilateur d'automobile
- 14 Triple oscillateur HCMOS à quartz
- 15 Indicateur de crête



SERVICE

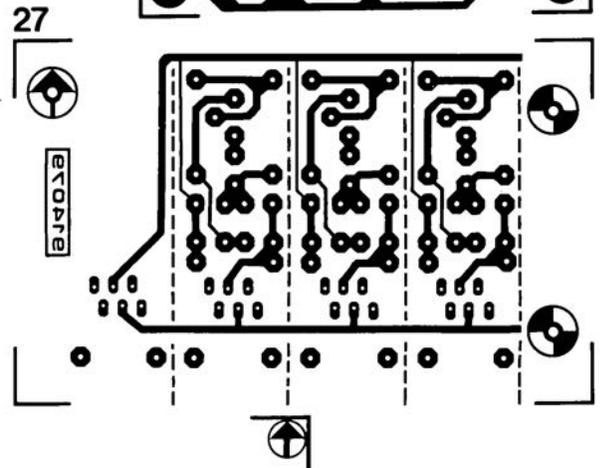
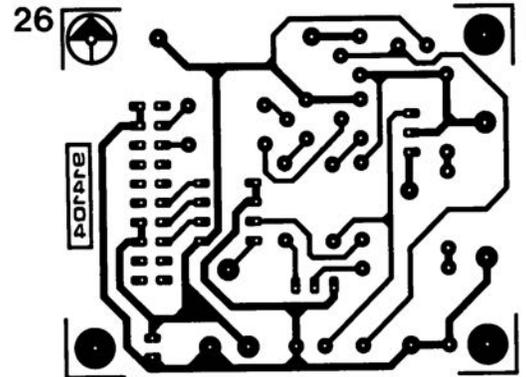
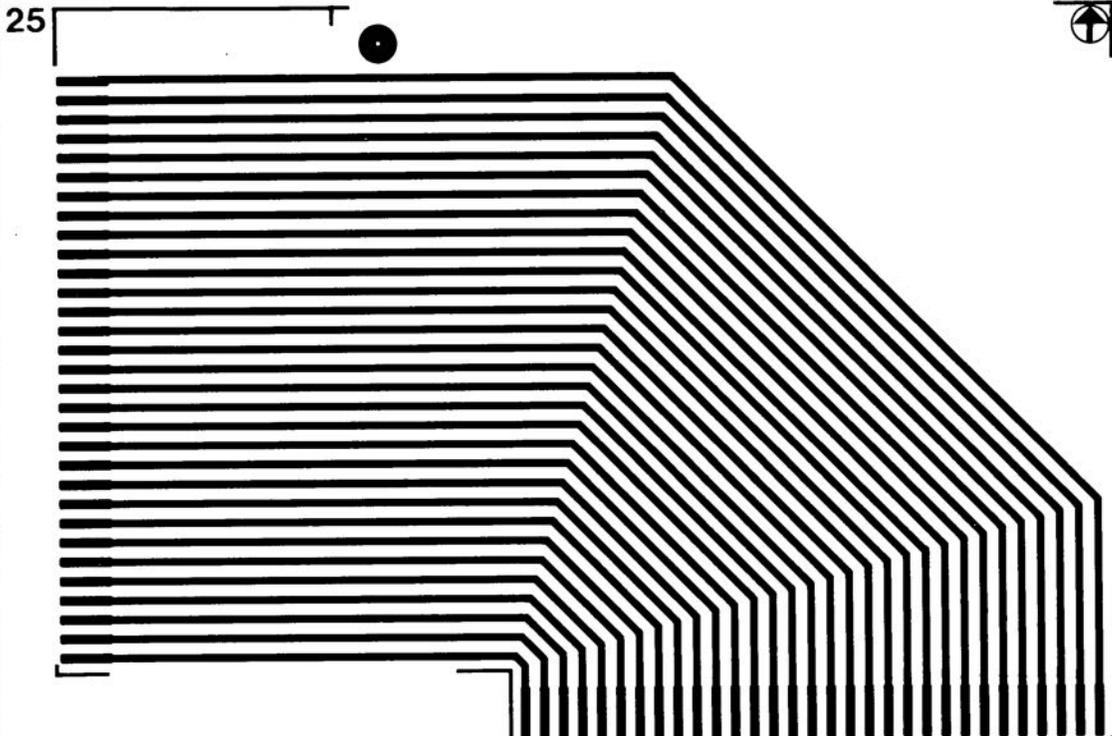
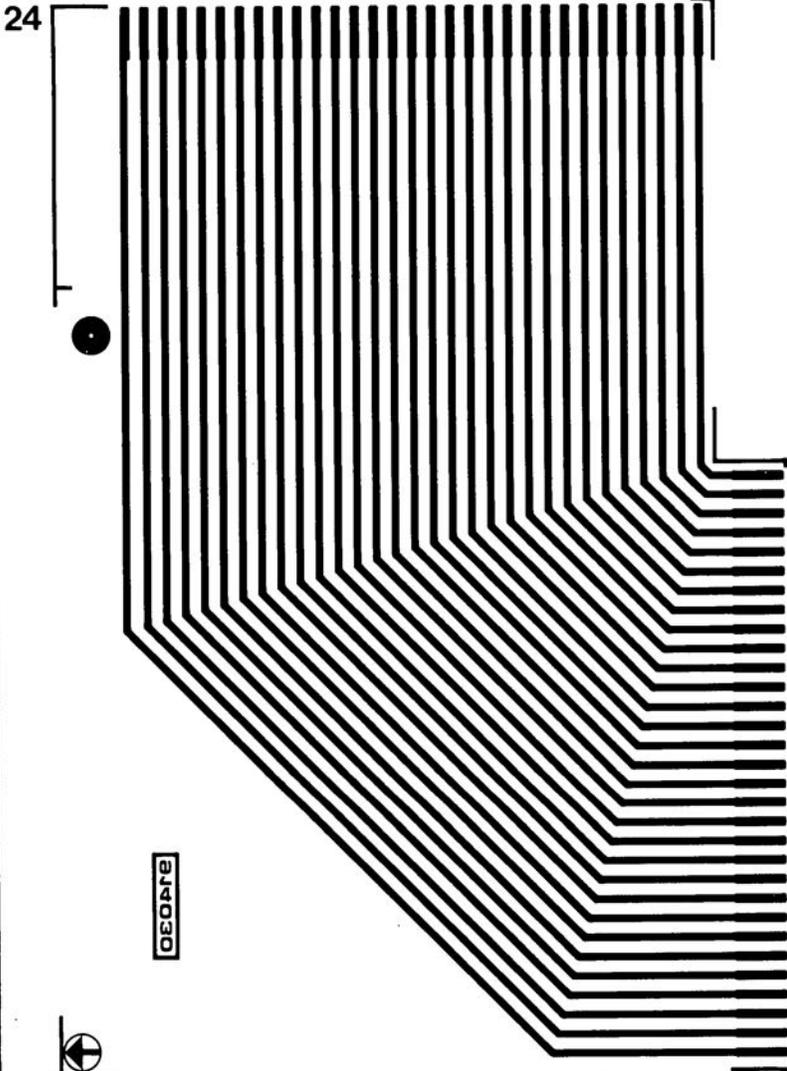


SERVICE



SERVICE

- 16 Séparateur de signaux de synchronisation
- 17 Émulateur de 2764
- 18 Interrupteur-esclave 220 V Version 2.0
- 19 Pont de Wien à alimentation symétrique
- 20 Commutateur souris-manche automatique pour Amiga
- 21 Capacimètre pour petits condensateur
- 22 Relais de sécurité électronique
- 23 Voltmètre numérique à LED
- 24 Carte d'extension de bus pour PC: recto
- 25 Carte d'extension de bus pour PC: verso
- 26 Le SCALP en testeur de capacité d'accu CdNi
- 27 Central téléphonique



AVEC TEMPORISATION

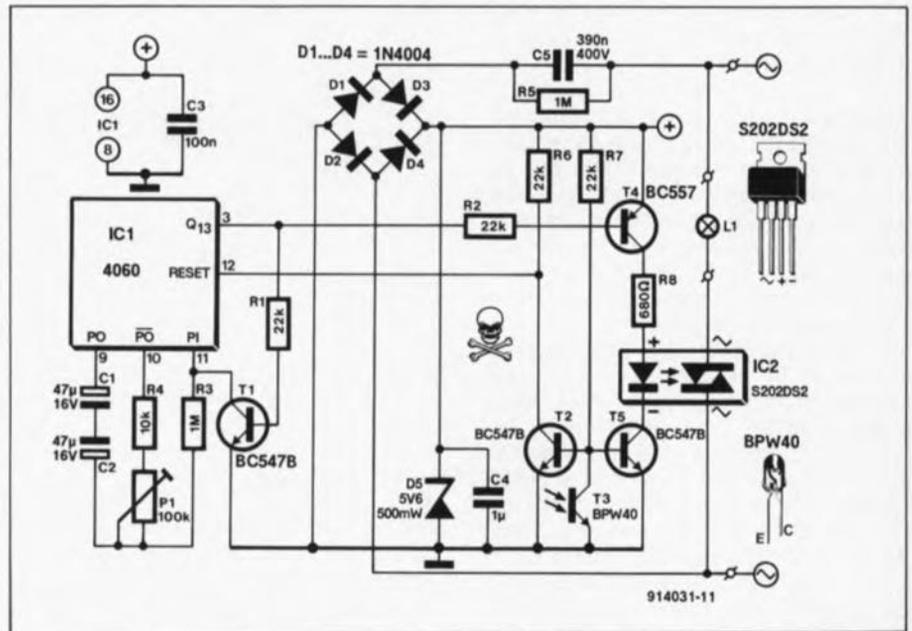
L'électronique présentée ici permet l'allumage automatique, à la tombée de la nuit, d'un éclairage extérieur, celui de l'allée aux chènes centenaires menant à votre maison par exemple. Qu'y a-t-il de neuf dans tout ceci, direz-vous. Un interrupteur crépusculaire, ça n'a rien de bien extraordinaire.

Ce montage-ci comporte cependant un dispositif supplémentaire fort intéressant. Après sa mise en fonction, l'éclairage reste allumé pendant une certaine durée. Après son extinction, il ne pourra être rallumé qu'après qu'il ait refait jour !

L'interrupteur électronique utilisé dans ce circuit prend l'aspect physique d'un relais à semi-conducteur (non-mécanique donc). Dès que les transistors T4 et T5 sont conducteurs, la LED intégrée dans ce type de relais s'allume et l'éclairage branché au système est mis en fonction. Dès que l'un des transistors bloque, les lampes connectées s'éteignent aussitôt.

Un photo-transistor (T3) du type BPW40 détermine si le transistor T5 est conducteur ou s'il bloque. Si T3 est éclairé – par la lumière du jour – il est conducteur et le transistor T5 est privé de courant de base. T5 ne peut alors être conducteur que lorsqu'il fait noir. La jonction base-émetteur du transistor T2 est également prise en parallèle sur T3. Lorsqu'il fait jour, le transistor T2 bloque lui aussi.

Le circuit intégré IC1, tout à la fois compteur binaire à 14 étages et oscillateur, subit de ce fait une remise à zéro continue et ses sorties de comptage se trouvent au niveau bas. La nuit tombante, le transistor T2 reçoit son courant de base à travers la



résistance R7 et devient conducteur. IC1 commence maintenant à compter les impulsions fournies par son oscillateur interne tandis que l'éclairage reste toujours allumé. Si, au bout d'une certaine durée, la sortie Q13 passe au niveau haut, le transistor T4 bloque. La LED intégrée dans le relais s'éteint, il en va de même pour l'éclairage connecté. Comme l'oscillateur interne du 4060 est arrêté par le transistor T1, la sortie Q13 restera au niveau haut. Le circuit conserve cet état jusqu'à ce qu'il fasse jour et que IC1 puisse être remis à zéro. Ce n'est qu'à partir de ce moment-là qu'un nouveau cycle peut recommencer.

La durée pendant laquelle l'éclairage res-

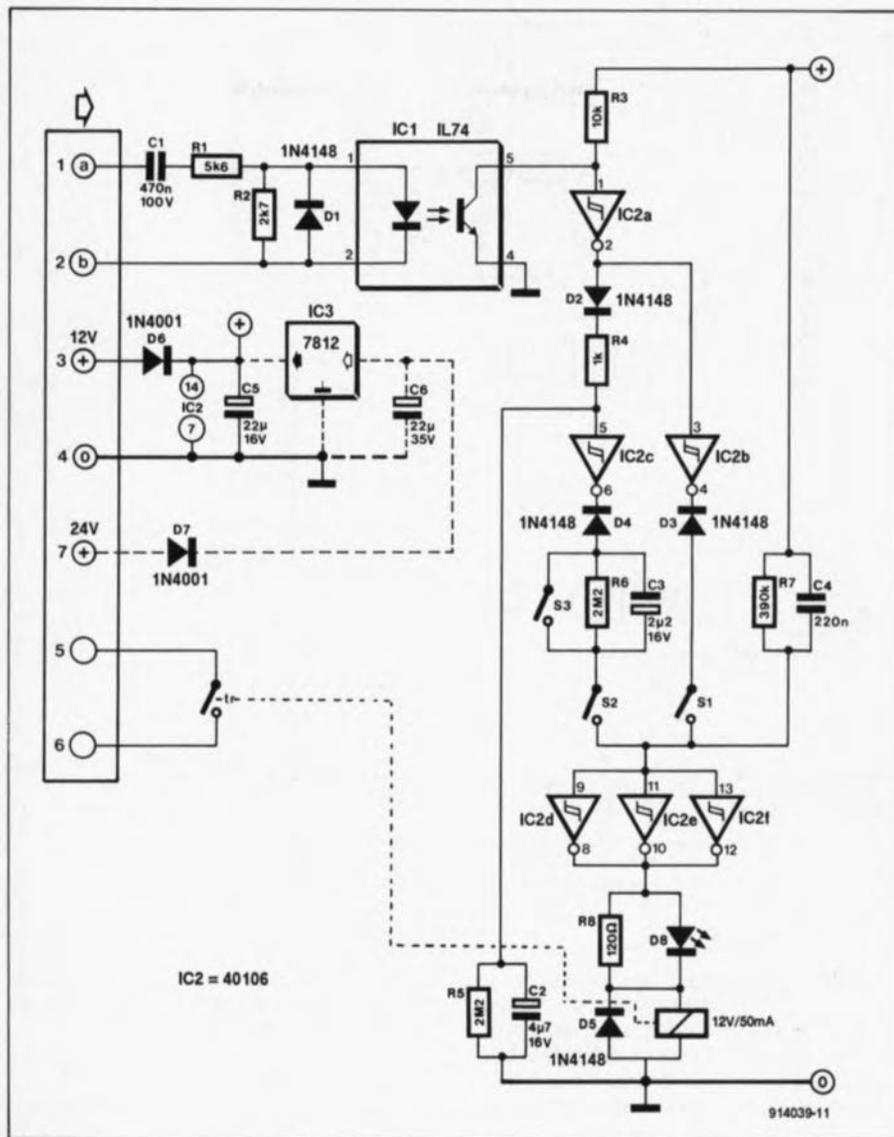
te allumé est comprise entre 1 et 5 heures; elle peut être ajustée à l'aide de la résistance ajustable P1. L'alimentation du circuit ne nécessite pas de transformateur. La tension requise est dérivée directement du secteur. Les diodes D1 à D5 se chargent du redressement et le condensateur C4 assure le lissage de la tension d'alimentation. Le condensateur C5 fait office de "résistance" capacitive et il est essentiel d'en utiliser une version ayant une tension de service de 400 V au minimum (630 V de préférence). Comme l'ensemble du circuit est relié au secteur, il faudra absolument respecter toutes les règles de sécurité et enfermer le circuit dans un boîtier isolé parfaitement étanche.

RELAIS TÉLÉPHONIQUE

Le relais téléphonique, décrit dans cet article, peut être utilisé sur n'importe quel réseau téléphonique domestique – tout le monde est sensé savoir qu'il ne saurait être question de toucher au matériel des P&T ou de France Telecom, n'est-ce pas. Il sert à exciter un relais lors de l'arrivée d'une communication téléphonique. Le circuit, connecté ou en parallèle sur un téléphone, ou indépendamment comme unité autonome, peut fournir soit un signal optique pour visualiser l'arrivée de la communication soit une impulsion de déclenchement pour un circuit d'interface qui, à son tour, mettra en fonction un autre dispositif.

La tension alternative du signal d'appel téléphonique arrive, à travers les bornes a et b et le condensateur de couplage C1, à l'opto-coupleur IC1. Les demi-ondes négatives de cette tension traversent la diode D1, les demi-ondes positives la LED intégrée dans l'opto-coupleur. Le photo-transistor, présent lui aussi dans l'opto-coupleur, c'est d'ailleurs la raison du nom de ce composant, devient passant à une fréquence comprise entre 25 et 50 Hz. Une tension continue impulsionnelle est de ce fait présente à l'entrée de l'inverseur IC2a. Le signal d'appel arrive, à travers la diode D2, aux résistances R4 et R5 et au condensateur C2 où elle subit un lissage,

de manière à ce que la tension continue reste présente à l'entrée de IC2c même pendant les pauses dans le signal d'appel. La broche 6 de IC2 présente maintenant un potentiel bas, qui, sous forme d'une impulsion brève et au travers la diode D4, du condensateur C3 et de l'interrupteur S2, arrive aux 3 inverseurs IC2d à IC2f montés en parallèle et qui font office de circuit de commande de puissance, excitant le relais Rel1. Il est recommandé de faire appel à un relais dont la bobine présente une impédance relativement élevée. La LED D8 visualise l'état du relais. Dans les conditions mentionnées ci-dessus, le circuit fonctionne en bascule monostable



dont la constante de temps est déterminée par le réseau RC constitué par la résistance R7 et le condensateur C3.

Si et l'interrupteur S2 est fermé et S3 aussi, le condensateur C3 ne produit pas, à partir de la tension continue de sortie de IC2c, d'impulsion. Le potentiel bas reste présent aux entrées des inverseurs de commande, tant que dure le signal d'appel, de sorte que le relais est activé pendant cette durée.

Au lieu de fermer l'interrupteur S2, on peut aussi fermer S1. Dans cette situation, le relais n'est excité qu'au rythme du signal (tension) d'appel. Dès que cette tension disparaît (pauses), le relais est relâché. Ce mode d'opération tombe à pic pour un système de signalisation optique. Si l'on utilise un module d'alimentation secteur standard, fournissant une tension de 12 V, la diode D6 fait office de protection contre une erreur de polarité de la tension d'alimentation. Une tension d'alimentation plus élevée, jusqu'à une valeur maximale de 24 V, implique (obligatoirement) la mise en place d'un régulateur de tension (IC3), d'un condensateur électrolytique (C6) et d'une diode (D7) supplémentaires (en pointillés sur le schéma). La consommation du circuit se limite à quelques mA.

Notons, pour finir, que, bien que ce circuit soit doté d'un opto-coupleur présentant une tension d'isolation élevée le découplant du réseau, il ne saurait être question de connecter ce circuit au réseau des P&T.

M. Haas

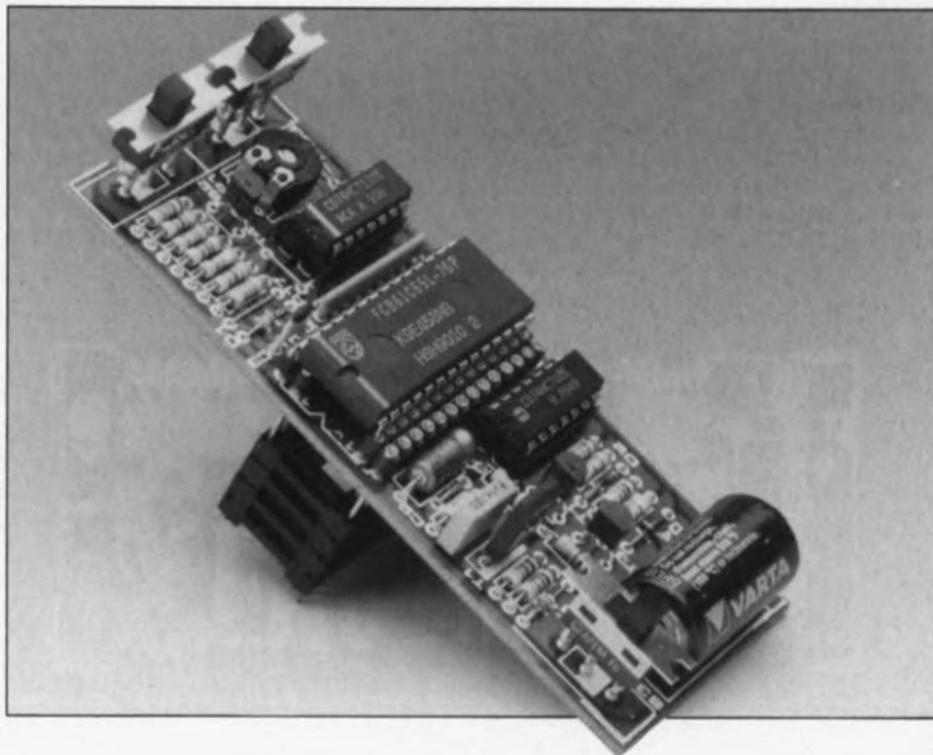
011

ÉMULATEUR DE 2764

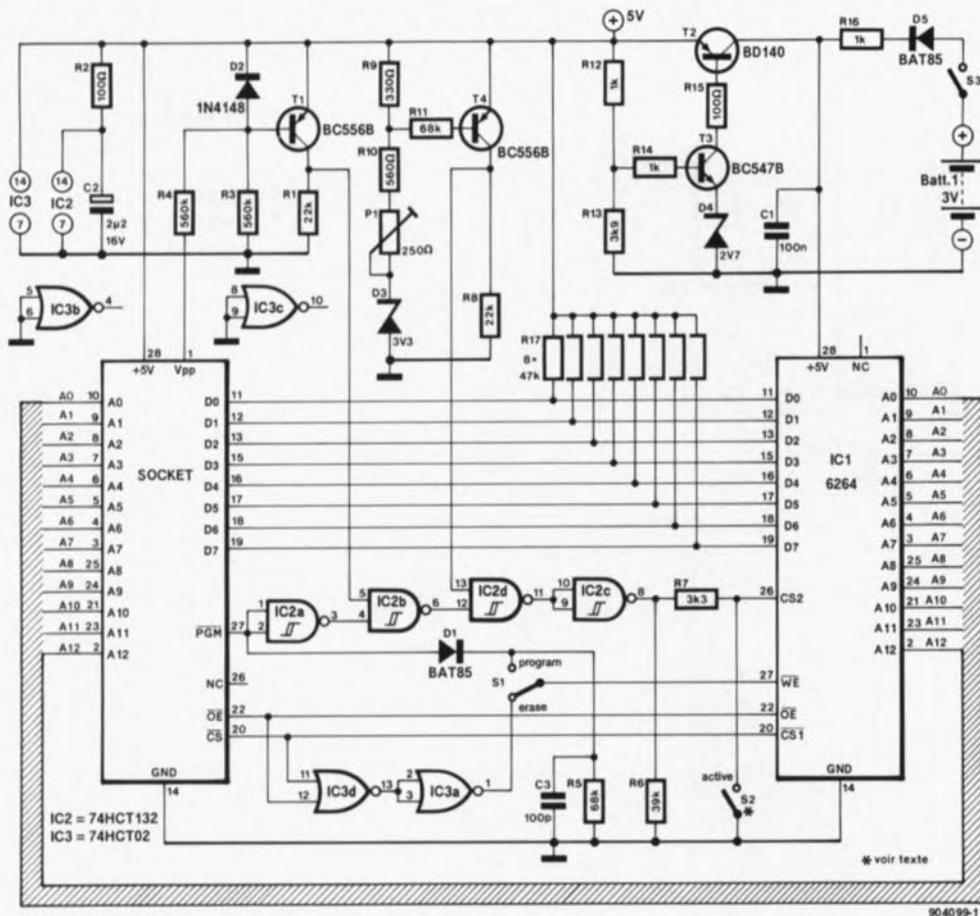
Ce montage est en fait un simulateur d'EPROM 2764 à base de RAM. Nous avons déjà eu plusieurs fois l'occasion de vous proposer des émulateurs d'EPROM, mais leur caractéristique commune était une complexité relative et la nécessité d'être connectés en permanence à l'ordinateur.

La solution proposée ici prend la forme d'une platine de petites dimensions (10 x 4 cm) associée à un programmeur d'EPROM standard, appareil quasiment indispensable dès lors que l'on pense à développer du logiciel en mémoire morte ((EP)ROM). L'avantage de l'émulateur d'EPROM est bien évidemment de ne pas avoir à procéder à de longues opérations d'effacement aux ultra-violets. Ce montage se comporte comme une EPROM de type 2764 normale (tension de programmation 12,5 ou 21 V) et se laisse lire, programmer et effacer par n'importe quel programmeur d'EPROM standard.

L'interrupteur S2 active la RAM. S'il est fermé, la RAM se trouve en attente (*Stand-*



1



904099-11

by) et ne peut donc pas être activée de l'extérieur. Cette position permet d'éviter une destruction des données stockées dans la RAM. Il faudra glisser cet interrupteur dans cette position si l'on prévoit une inactivité prolongée de l'émulateur d'EPROM, lors de son implantation dans le programmeur et lors de son extraction. Si l'interrupteur est ouvert, la sécurité (ou l'intégrité) des données est assurée par la série de portes NAND à trigger de Schmitt IC2, les transistors T1 et T4. L'inverseur S1 permet la mise de toutes les données à \$FF (effacement). Pour réaliser cette opération on place l'émulateur d'EPROM dans un programmeur d'EPROM et on choisit la fonction "Lecture" (Read) ou "Test de virginité" (Blank Test).

À la suite de ce processus l'émulateur se trouve effacé; on peut rebasculer S1 en position "Program". Il est possible alors de programmer l'émulateur d'EPROM comme une EPROM ordinaire en faisant appel à une tension de programmation de 12 ou de plus en plus 1 V. Cette opération

terminée, on referme l'interrupteur S2 et l'on peut "enficher le programme" dans le circuit à microprocesseur concerné pour en tester la fonctionnalité. Avant de mettre le système en fonction il faut bien entendu basculer l'interrupteur S2 en position "Active". Il ne faudra prévoir d'interrupteur de coupure de la tension d'alimentation de la RAM, S3, que si l'on envisage une période d'inactivité assez longue de l'émulateur, la consommation de la RAM à l'état d'attente étant relativement faible.

Contrairement à ce que pourrait laisser penser le schéma et comme le prouve la photo d'illustration, le connecteur "Socket" et le support de la 6264 ne se trouvent pas à 180° l'un de l'autre, mais sont pratiquement superposés. Le connecteur "Socket" est constitué de 2 barrettes autosécables à connexions extra-longues, le support de IC1 faisant appel à 2 barrettes autosécables de 14 contacts de taille normale. Il est important de ne pas se tromper lors du positionnement de IC1. La RAM est implantée tout près du réseau de résistances.

Si nécessaire, on peut envisager de rallonger les connexions par la mise en place de supports additionnels.

Ingo & H.J. Ehlers

Liste des composants:

- Résistances:
 R1,R8 = 22 kΩ
 R2,R15 = 100 Ω
 R3,R4 = 560 kΩ
 R5,R11 = 68 kΩ
 R6 = 39 kΩ
 R7 = 3kΩ3
 R9 = 330 Ω
 R10 = 560 Ω
 R12,R14,R16 = 1 kΩ
 R13 = 3kΩ9
 R17 = réseau 8x47 kΩ
 P1 = ajust. 250 kΩ

Condensateurs:

- C1 = 100 nF
 C2 = 2μF2/16 V
 C3 = 100 pF

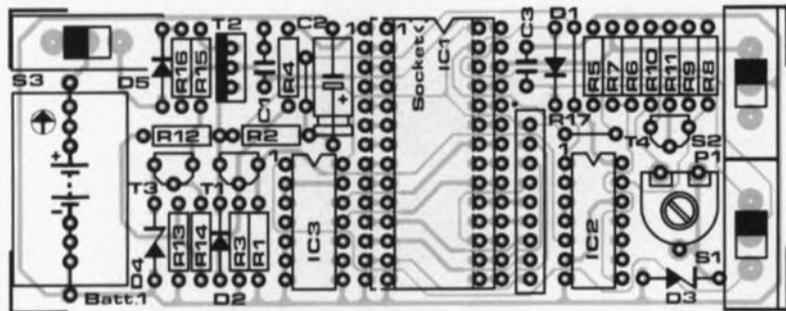
Semi-conducteurs:

- D1,D5 = BAT85
 D2 = 1N4148
 D3 = diode zener 3V3/400 mW
 D4 = diode zener 2V7/400 mW
 T1,T4 = BC556B
 T2 = BD140
 T3 = BC547B
 IC1 = 6264
 IC3 = 74HCT02
 IC2 = 74HCT132

Divers:

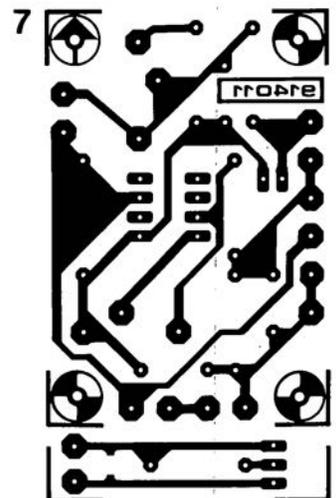
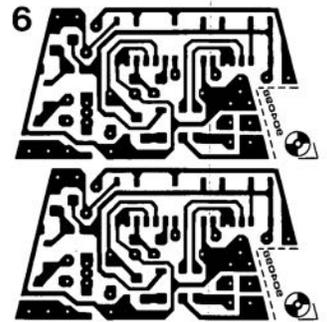
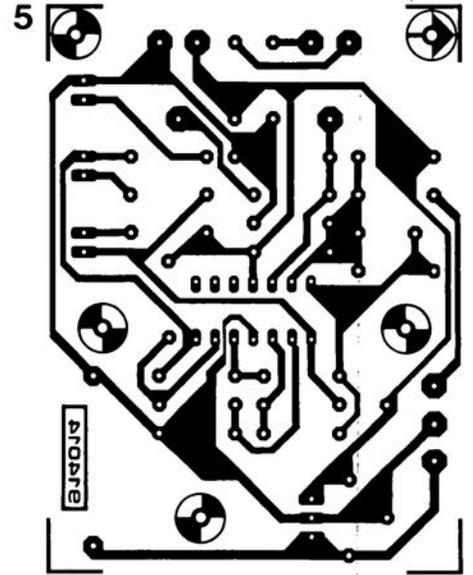
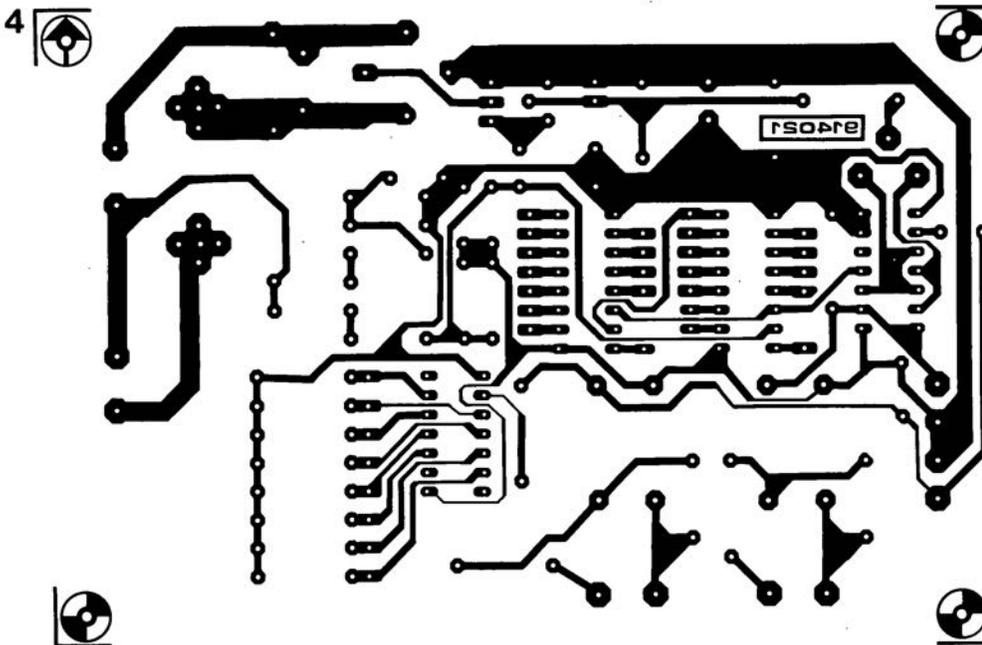
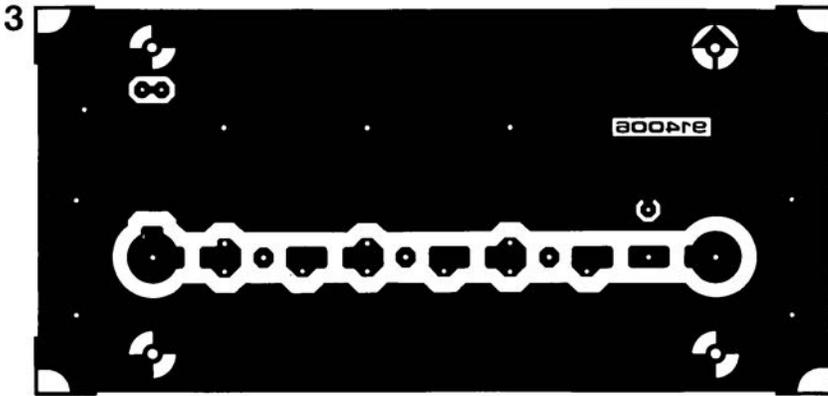
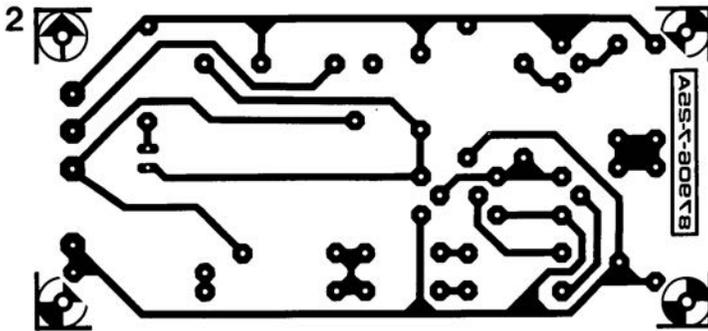
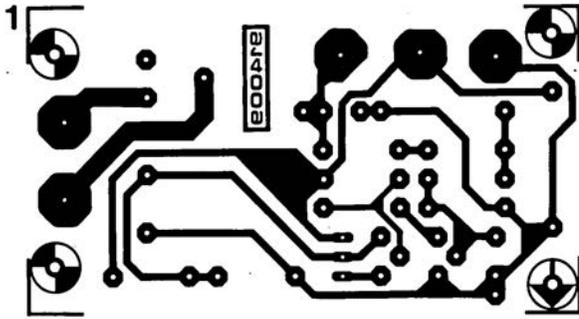
- Batt1 = pile au lithium 3 V

2

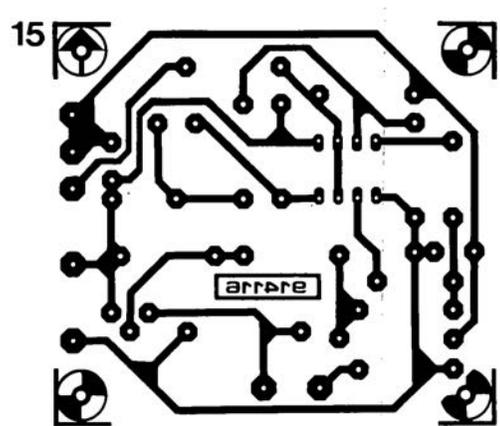
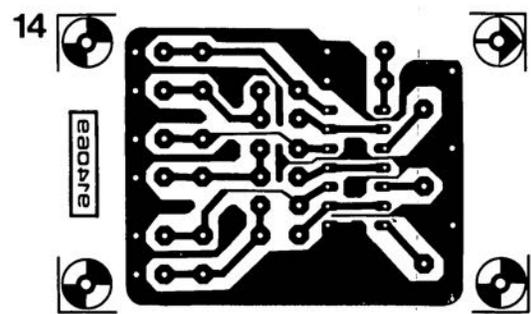
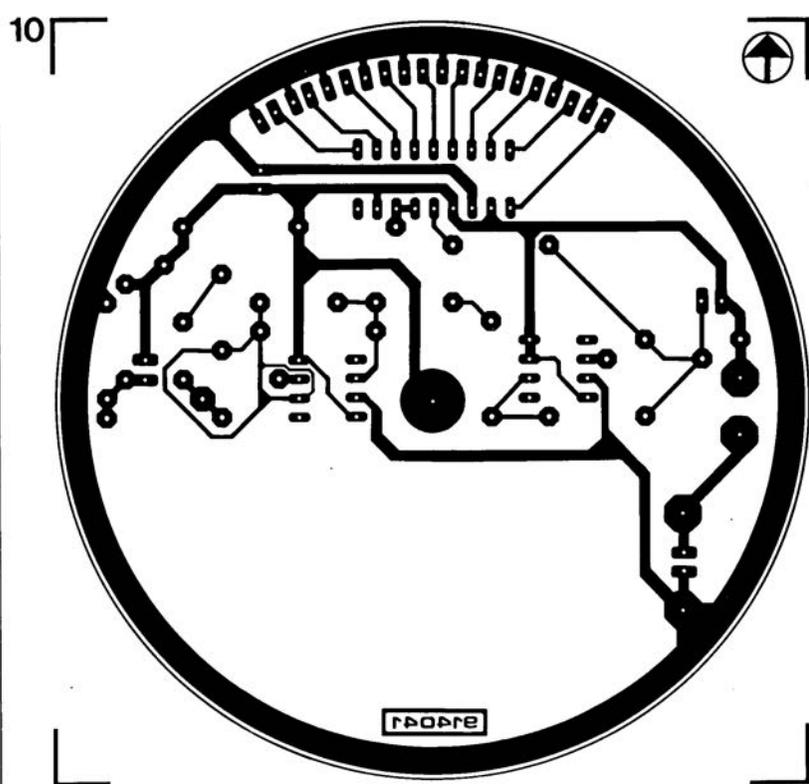
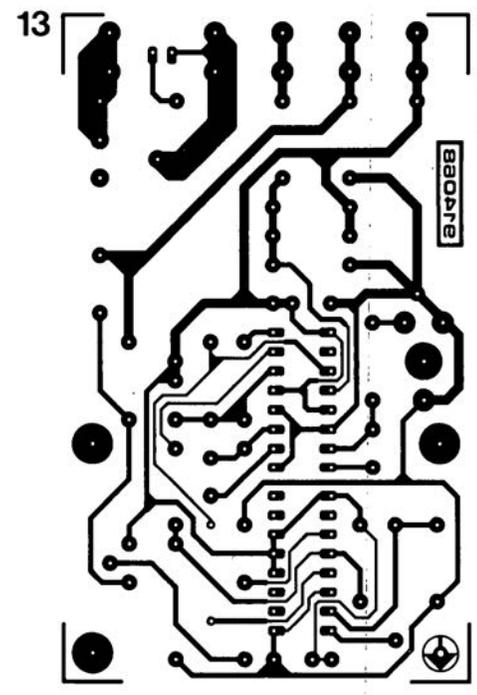
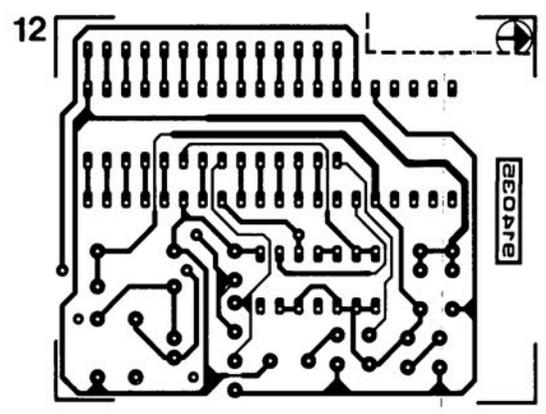
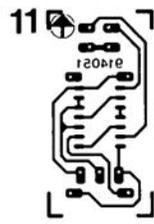
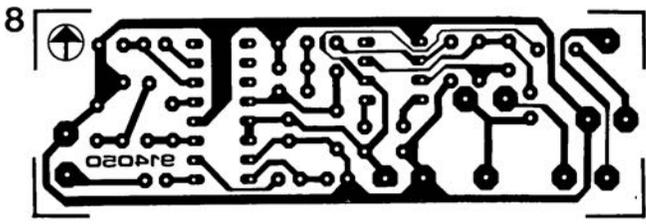


SERVICE

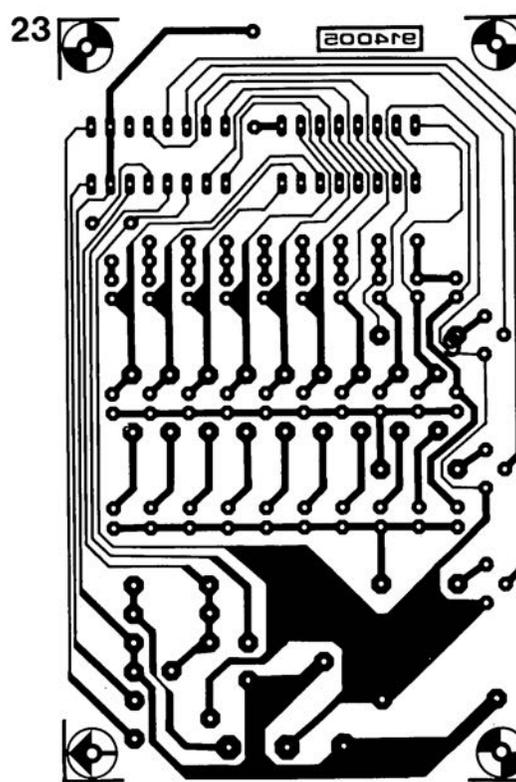
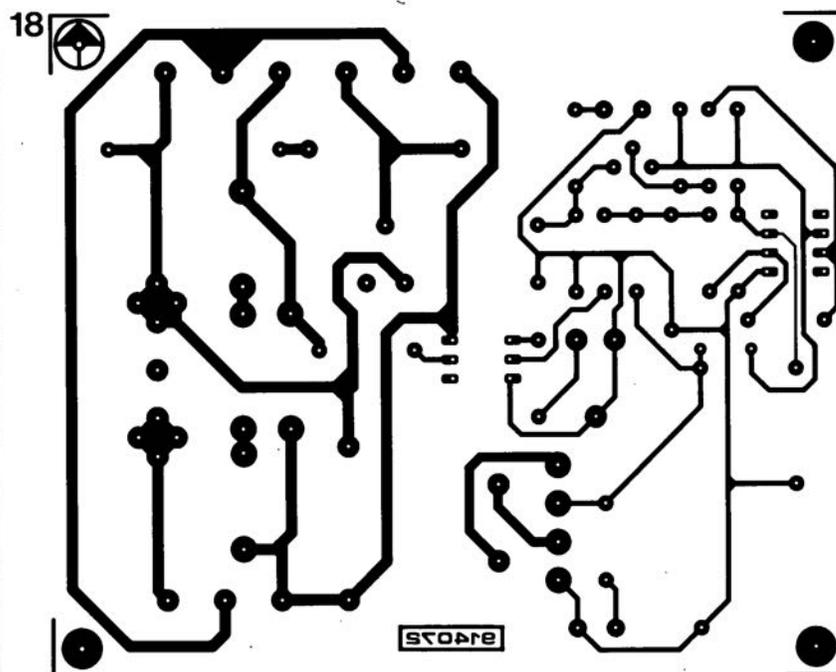
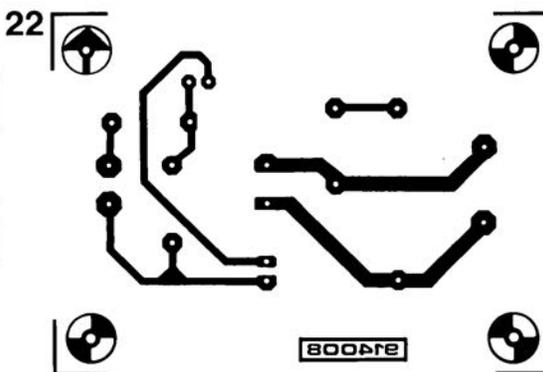
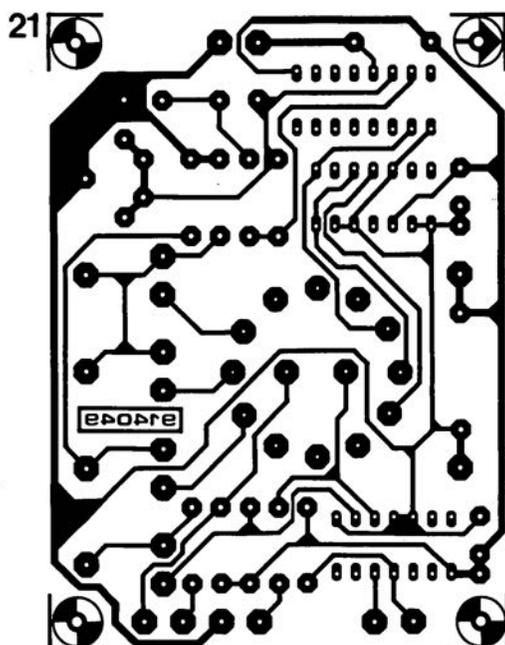
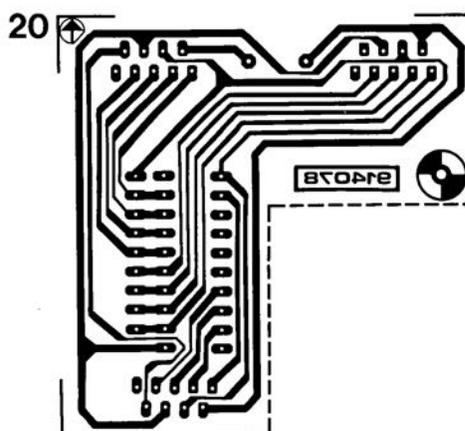
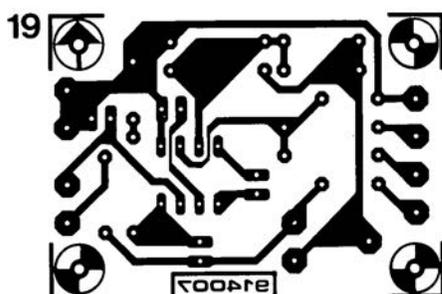
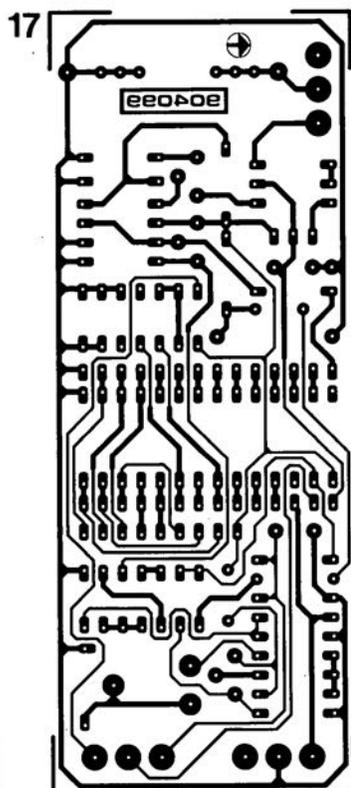
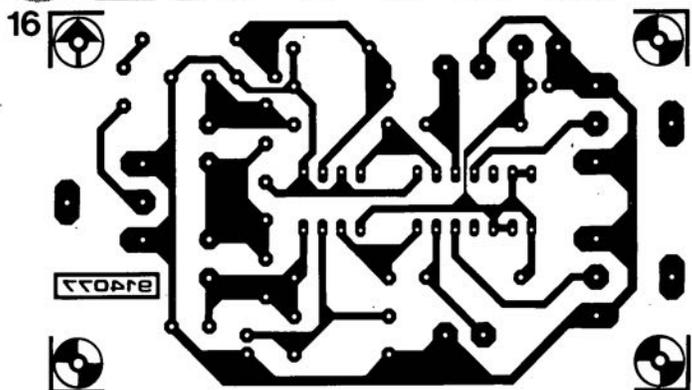
- 1 Commande de lave & essuie-glace
- 2 Protection CC pour haut-parleur
- 3 Amplificateur UHF
- 4 Temporisateur universel
- 5 Indicateur C-D-S pour batterie de voiture
- 6 Inverseur de sens de circulation (2x)
- 7 Module thermométrique LD
- 8 S-mètre pour récepteur à ondes courtes
- 10 Indicateur de puissance de champ: composants
- 11 Indicateur de puissance de champ: plan de masse
- 12 Accélérateur vidéo pour Archimedes
- 12 Adaptateur 1 Mbit pour programmeur d'EPROM
- 13 Circuit de commande automatique pour ventilateur d'automobile
- 14 Triple oscillateur HCMOS à quartz
- 15 Indicateur de crête



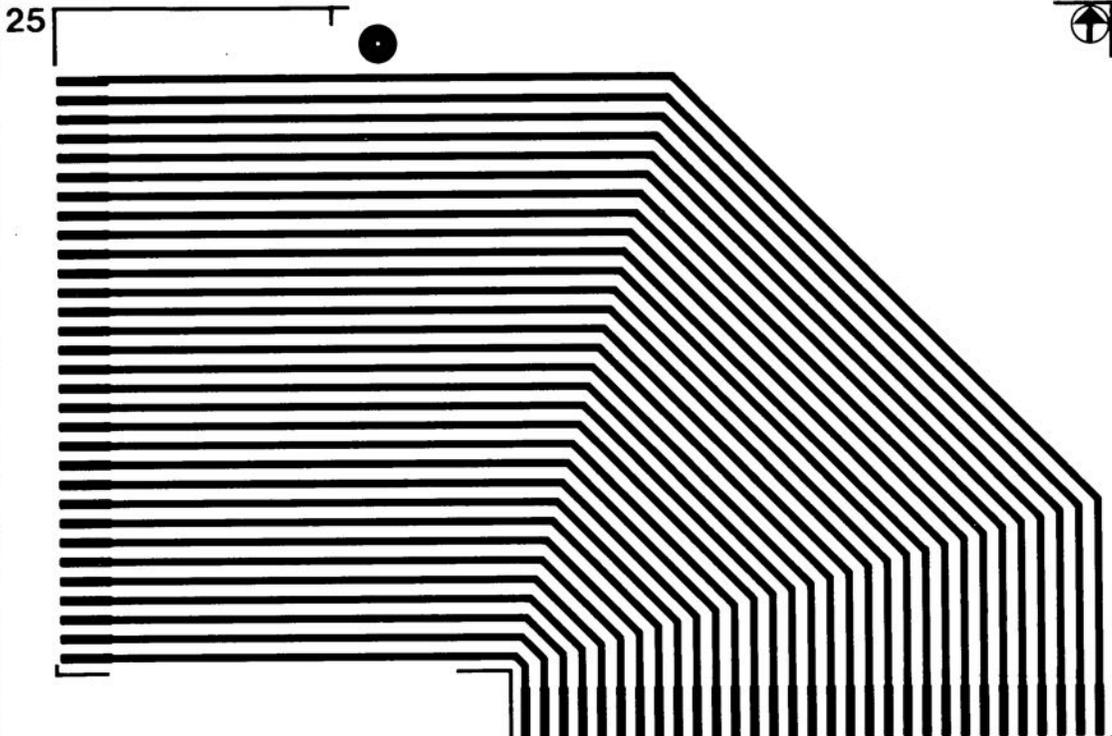
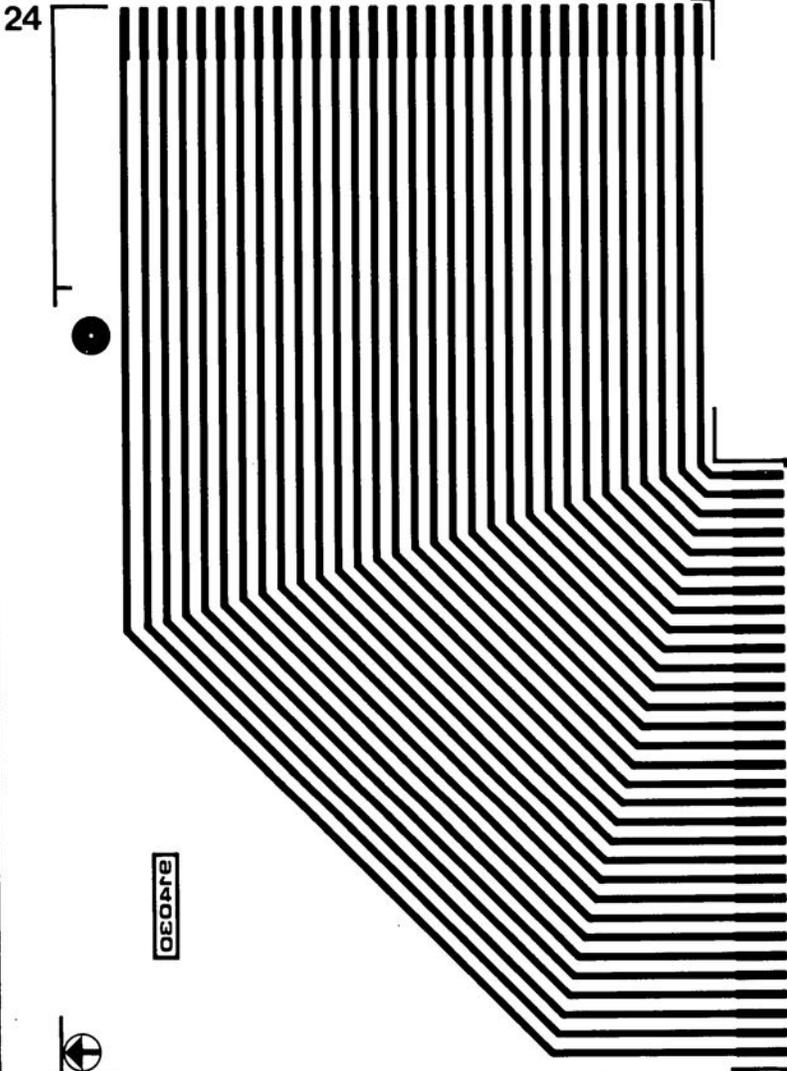
SERVICE



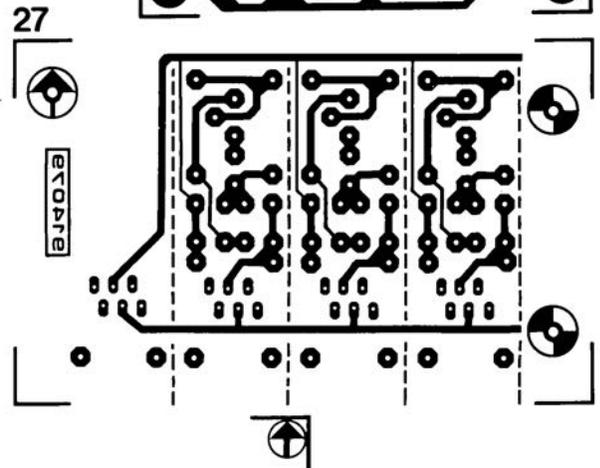
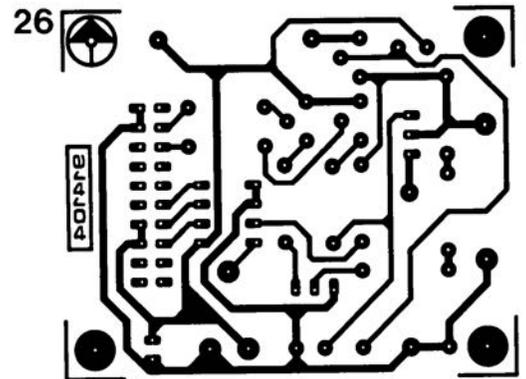
SERVICE



SERVICE

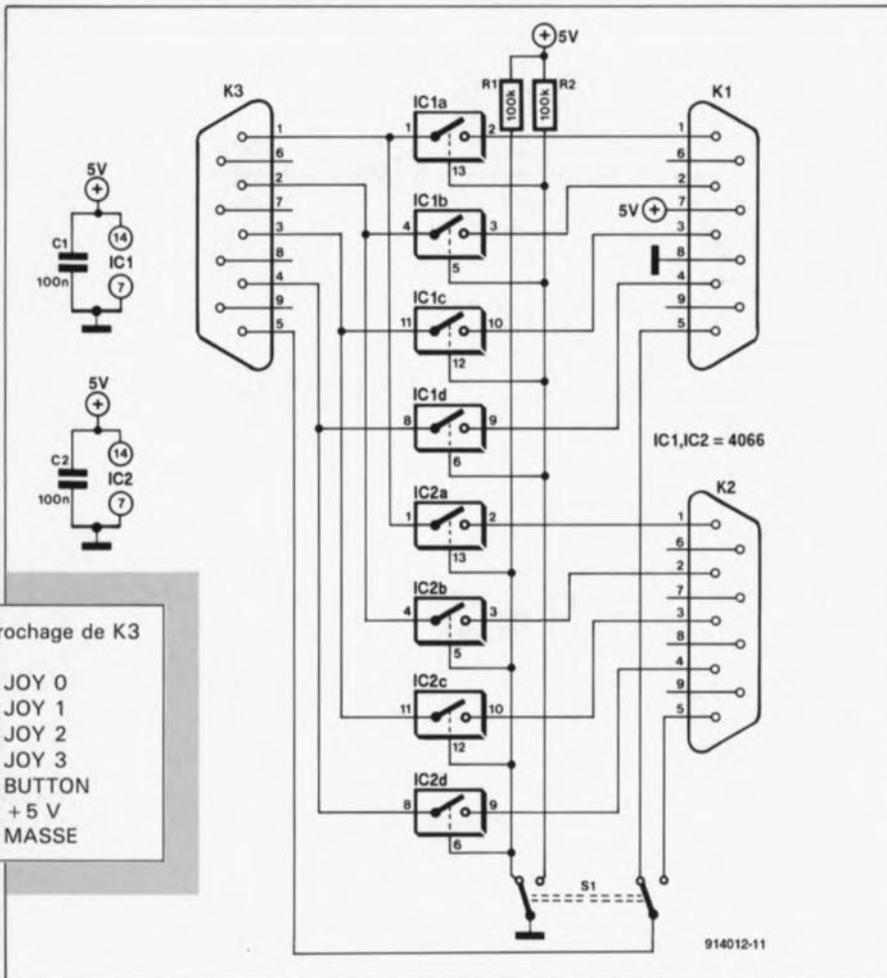


- 16 Séparateur de signaux de synchronisation
- 17 Émulateur de 2764
- 18 Interrupteur-esclave 220 V Version 2.0
- 19 Pont de Wien à alimentation symétrique
- 20 Commutateur souris-manche automatique pour Amiga
- 21 Capacimètre pour petits condensateur
- 22 Relais de sécurité électronique
- 23 Voltmètre numérique à LED
- 24 Carte d'extension de bus pour PC: recto
- 25 Carte d'extension de bus pour PC: verso
- 26 Le SCALP en testeur de capacité d'accu CdNi
- 27 Central téléphonique



012

SÉLECTEUR DE PORT DE COMMANDE POUR C64



- Brochage de K3
- 1 JOY 0
 - 2 JOY 1
 - 3 JOY 2
 - 4 JOY 3
 - 5 BUTTON
 - 7 + 5 V
 - 8 MASSE

Nombreux sont encore nos lecteurs à posséder un Commodore C64 millésimé et, qui plus est, à s'en servir très régulièrement ne serait-ce que pour leur détente mentale grâce à l'un des innombrables jeux tournant sur cette machine.

Et c'est très précisément ce type d'utilisation qui les (et nous) confronte régulièrement à l'obligation de changer de port pour la connexion du manche de commande. En général, un seul port de commande suffit. Il existe pourtant des jeux qui ne fonctionnent qu'avec le port de commande 1 et d'autres qui veulent absolument être "reliés" au port de commande 2.

L'électronique objet de cet article permet de choisir, avec le plus grand confort, le port requis. 8 interrupteurs analogiques, intégrés "fort à pic", dans 2 circuits intégrés CMOS du type 4066, suffisent à la réalisation d'un sélecteur électronique simple.

Un basculement de l'inverseur bipolaire S1 entraîne la connexion des broches JOY0 à JOY3 du manche de commande (K3) soit au port 1 (K1), soit au port 2 (K2). Il n'est pas même nécessaire de réaliser une alimentation pour ce circuit élémentaire (... mon cher Watson): les circuits intégrés concernés tirent leur tension d'alimentation de l'alimentation propre du C64, via les broches 7 et 8 du connecteur K1.

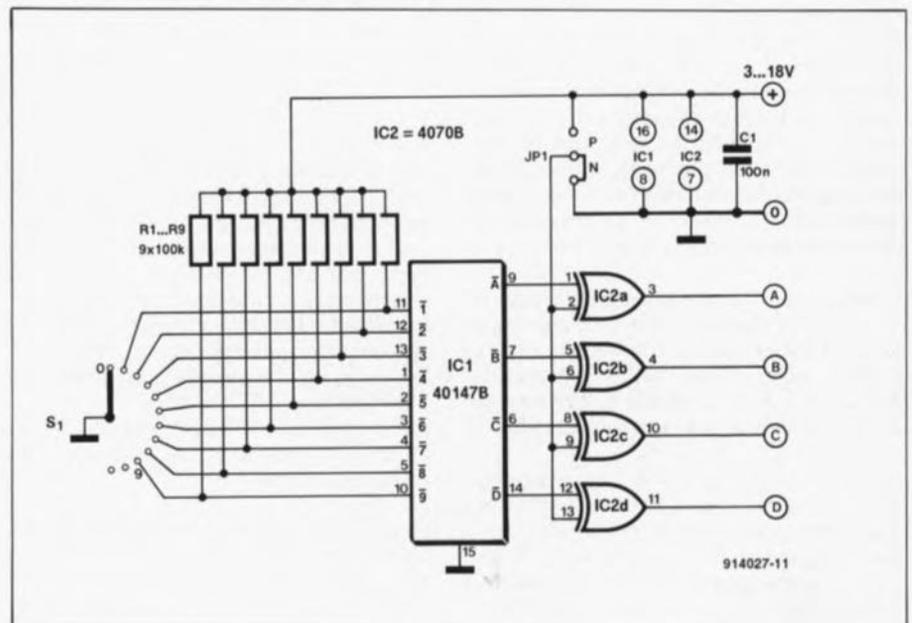
U. Burret

013

CONVERTISSEUR DÉCIMAL/BCD DISCRET

Il n'est pas toujours facile de trouver un convertisseur décimal/BCD* prêt à l'emploi. 7 composants standards au maximum suffisent pourtant pour réaliser de façon discrète un tel convertisseur. Dans le cas du convertisseur de cet article, les 10 états décimaux différents sont sélectionnés à l'aide d'un commutateur rotatif standard. Le 40147 de décodage, IC1, fournit alors les niveaux logiques corrects aux sorties A à D. Selon le positionnement du cavalier de codage JP1 le circuit fonctionne soit en logique positive (position "P") ou soit en logique négative (position "N"). Comme on se trouve en présence de technologie CMOS, toute tension d'alimentation comprise entre 3 et 18 V fait l'affaire. Ceci permet également, en choisissant une tension d'alimentation de 5 V bien sûr, d'attaquer des entrées LS-TTL, HC et HCT.

La consommation du circuit, 0,2 mA, est très modeste, c'est le moins que l'on puisse dire.



* BCD = Binary Coded Decimal = décimal codé binaire

014

CARTE DE SIGNALISATION POUR CENTRAL D'ALARME

Le montage que nous proposons dans cet article sert à doter, un système d'alarme existant, d'une douzaine de capteurs supplémentaires, ayant chacun sa signalisation propre. Cette carte permet la connexion de toute la gamme de capteurs disponibles dans le commerce, tels que, par exemple, détecteurs de gaz ou de fumée, contacts de porte ou de fenêtre et autres détecteurs à IR.

Au repos, toutes les entrées du circuit, 1 à 12, doivent être reliées à la masse (0 V). Si le capteur connecté fournit un signal d'alerte (supposons que l'entrée 1 ne soit plus reliée à la masse), un potentiel haut est appliqué, à travers la résistance R6, à l'entrée 3 de IC1A. Puisqu'il s'agit ici d'un inverseur, le potentiel à sa broche 2 – et de ce fait celui à la cathode de la LED D7 – passe à 0 V. Étant donné que l'autre broche de la LED est reliée à la ligne de +12 V, elle s'allume donnant ainsi l'alerte.

Il se produit alors aux bornes des diodes D2 et D3 une chute de tension de 1,2 V environ, chute de tension qui fait passer le transistor T1 à l'état conducteur, tandis que T2 bloque. Le relais de signalisation Re1 est désactivé, ses contacts reliés au central d'alarme s'ouvrent.

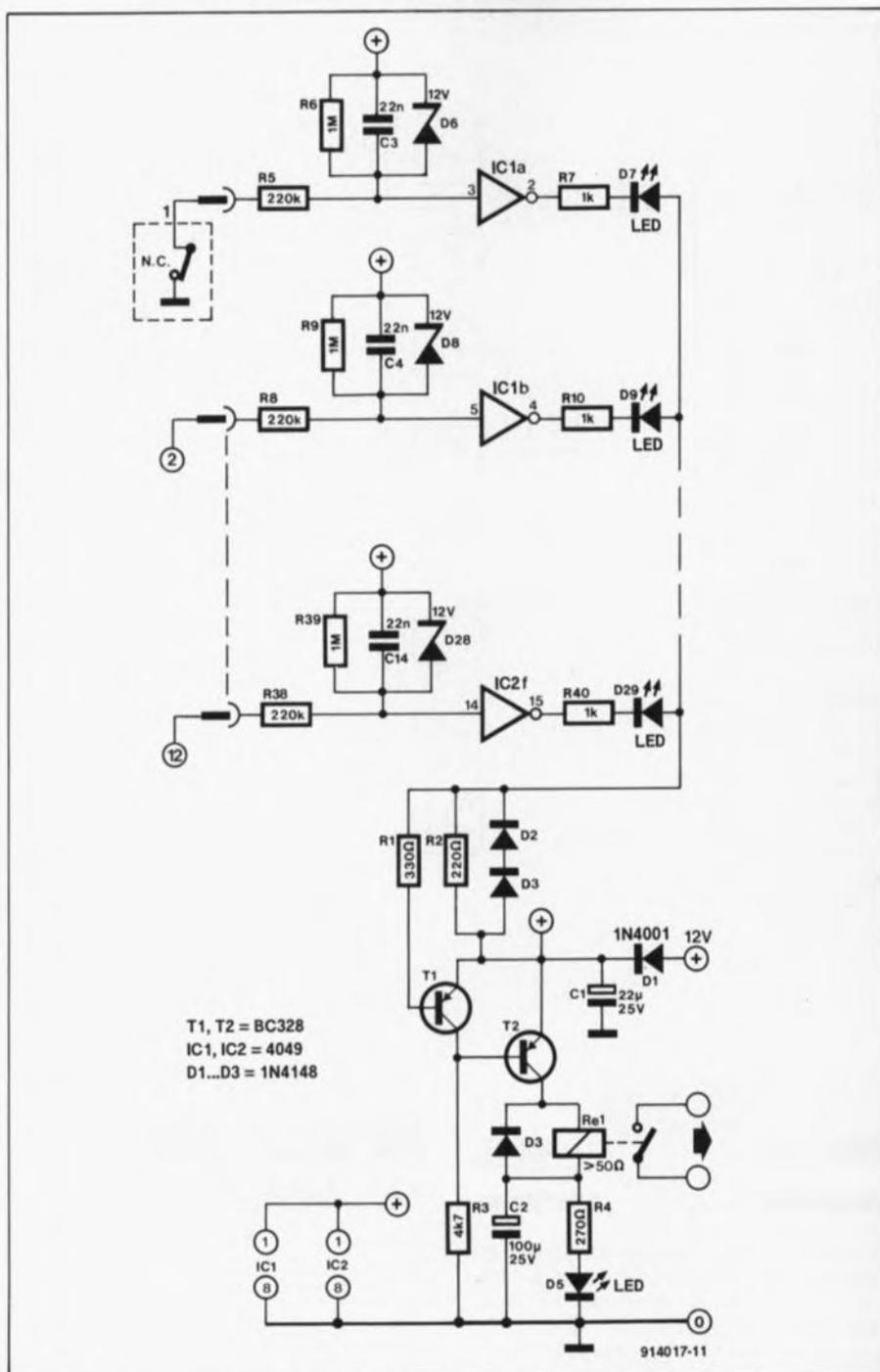
Comme, en veille, les contacts du relais sont fermés, une disparition de la tension d'alimentation se traduit elle aussi par l'entrée en fonction de l'alarme (ceci à condition pourtant que le central d'alarme en question soit doté d'une batterie de secours).

Une fois la cause de l'alarme supprimée, toutes les entrées se trouvent à nouveau à 0 V, le transistor T1 bloque, T2 devient passant et le relais referme ses contacts. Par son illumination, la LED D5 indique que l'installation a retrouvé son état de veille.

Pour décharger le relais et réduire la consommation de courant, la résistance R4 et la LED D5 sont prises en série sur la bobine du relais. Le condensateur C2 fait en sorte, qu'au moment du relâchement des contacts du relais (alarme !), la résistance R4 et la LED D5 sont court-circuitées, afin que, plus tard, le relais puisse être réactivé (fermeture des contacts) sans problème.

Ceux d'entre nos lecteurs désirant réduire la consommation de courant du montage peuvent utiliser des LED à faible consommation "LOW CURRENT" disent les Anglais. Il faudra, dans ce cas-là, faire passer à 8kΩ2 la valeur des résistances-série.

Les condensateurs C3 à C14, associés aux résistances de 220 kΩ, constituent des filtres passe-bas qui améliorent le rapport signal/bruit. Il ne faudra pas oublier que la ligne reliant le capteur à ce montage peut prendre une longueur considérable.



Les diodes zener D6 à D28 protègent le circuit contre les crêtes de tension. Il est possible, de ce fait, d'y appliquer une tension d'alimentation supérieure à 12 V. En règle générale, les tensions utilisées dans de tels circuits ne dépassent jamais 42 V. La diode D1 fait office de protection contre les erreurs de polarité, le condensateur C1 assurant un découplage de la tension d'alimentation.

La consommation totale du circuit est – en fonction du relais utilisé bien sûr – de quelques 200 mA.

Le circuit fonctionne, comme le montre la figure, avec des capteurs dont les contacts sont normalement fermés (N.C. = *Normally Closed*). Si l'on remplace les circuits intégrés 4049 par des 4050, version

dotée de portes non-inverseuses, on a inversion des signaux. Dans ces conditions, il faudra faire appel à des capteurs avec des contacts normalement ouverts (N.O. = *Normally Open*).

Dans le cas d'une alerte, ces contacts se ferment, l'entrée en question est reliée à la masse, la LED s'allume et les contacts du relais sont relâchés. On se retrouve dans la situation précédente.

Il est également possible de réaliser une carte de signalisation "mixte" en utilisant et un 4049 et un 4050, ce qui permet de réaliser une boucle d'alarme à contacts normalement fermés (entrées 1 à 6) et une boucle d'alarme à contacts normalement ouverts (entrées 7 à 12).

M. Haas

015

RÉSEAU TÉLÉPHONIQUE RUSTIQUE

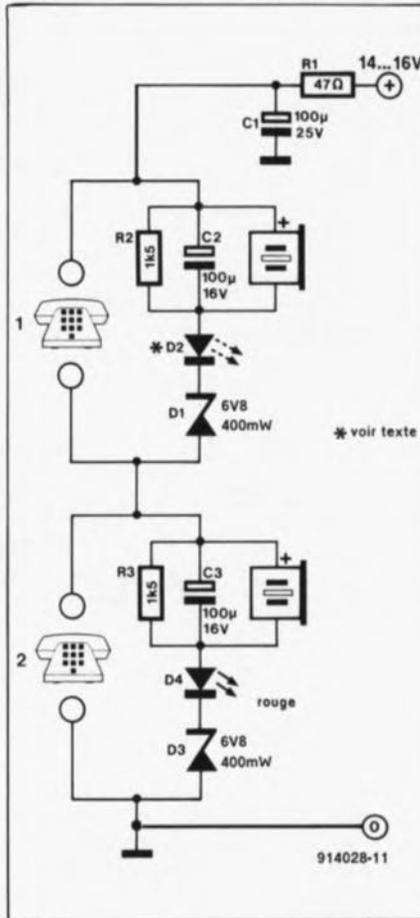
À l'aide de 2 téléphones d'appartement identiques et bon marché - modèle "Hong-Kong" non-homologué P&T par exemple- et d'une bonne poignée de composants, il est possible de réaliser un système d'interphone simple. La caractéristique intéressante de la solution proposée ici est, en fait, la symétrie parfaite des postes.

Comme les 2 téléphones sont montés en série, chacun d'entre eux se voit appliquer la moitié de la tension d'alimentation.

Puisque cette tension ne dépasse pas la tension de seuil des diodes zener (D1 et D3), les résonateurs piézo-électriques restent muets et les LED (D2 et D4) éteintes.

Si maintenant on décroche le téléphone 2 par exemple, il se produit, pratiquement, un court-circuit, de sorte que la tension d'alimentation présente aux bornes de l'appareil 1 augmente sensiblement. Cette tension dépasse largement la tension de seuil de la diode zener, situation qui se traduit par l'entrée en fonction du résonateur et l'illumination de la LED. Dès que le téléphone 1 est décroché, lui aussi, la symétrie du circuit est rétablie, le résonateur se tait et la LED s'éteint. Chacun des deux appareils dispose maintenant de la moitié de la tension d'alimentation pour la communication.

Dans ce circuit on peut utiliser n'importe



quel résonateur piézo avec oscillateur. Il en existe même certains qui génèrent un signal intermittent. Les LED à intégrer dans chacun des téléphones peuvent être aussi bien des LED classiques que des LES clignotantes.

La source de la tension d'alimentation pourra prendre la forme d'un petit module d'alimentation-secteur. Il suffit, en règle générale, d'un bloc secteur fournissant une tension de 12 V. Dans ces conditions, la tension à vide est toujours supérieure à 14 V. Cependant, si la tension d'alimentation est trop élevée, il existe un risque de "voir" les résonateurs entrer en fonction même une fois le second téléphone décroché lui aussi.

Si l'on envisage d'utiliser 2 appareils de type différent, il pourra être nécessaire d'adapter la tension de seuil soit par l'utilisation d'une diode zener de caractéristiques différentes, soit par l'adjonction d'une ou plusieurs diodes universelles (1N4148).

A. Jödicke

016

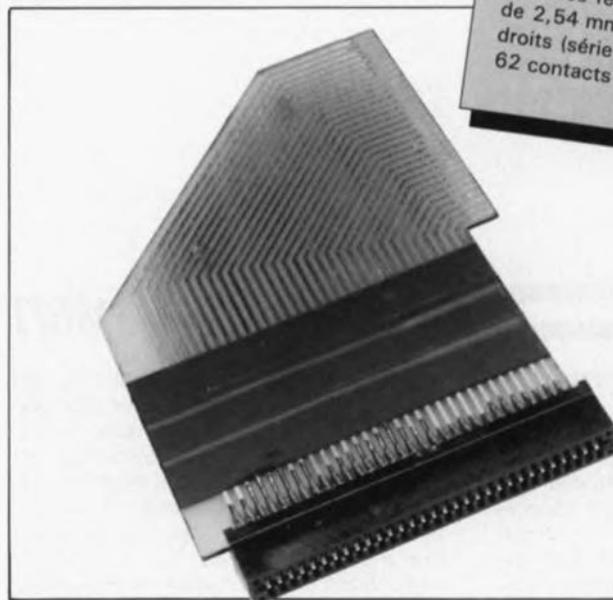
CARTE D'EXTENSION DE BUS POUR PC

Le but avoué de cette carte d'extension de bus à 8 bits pour ordinateurs du type IBM-PC et Compatibles est de vous permettre l'insertion et le test de n'importe quelle carte d'extension et cela sans qu'il ne soit nécessaire d'ouvrir l'ordinateur.

Le circuit imprimé que montre la photo est coudé de 90° et comporte une embase femelle double face à 62 contacts (2 x 31) dans laquelle viendront s'insérer des cartes d'extension de tout acabit.

Les broches du connecteur femelle sont soudées directement aux pistes cuivrées correspondantes présentes sur le bord (recto-verso) de la platine.

Comme les pistes cuivrées que comporte la platine doivent passer dans l'un des orifices percés dans le boîtier (métallique, en règle générale) de l'ordinateur, il est recommandé de les doter à cet endroit d'une protection anti-court-circuit prenant la forme de quelques tours de ruban isolant. Il faudra ensuite, pour des raisons de stabilité mécanique, fixer la platine au châssis de l'ordinateur à l'aide d'un support convenable.



Liste des composants

Divers:

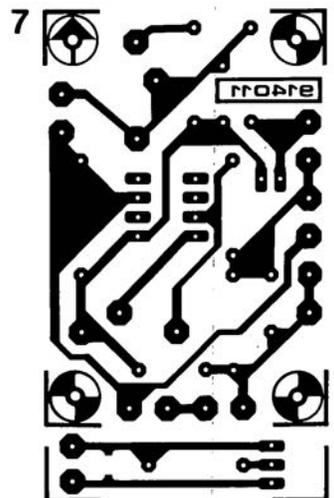
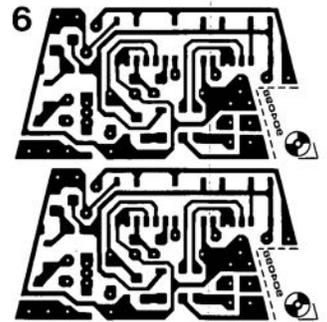
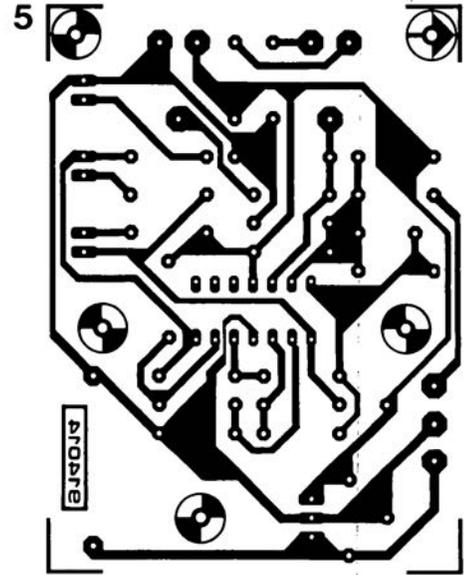
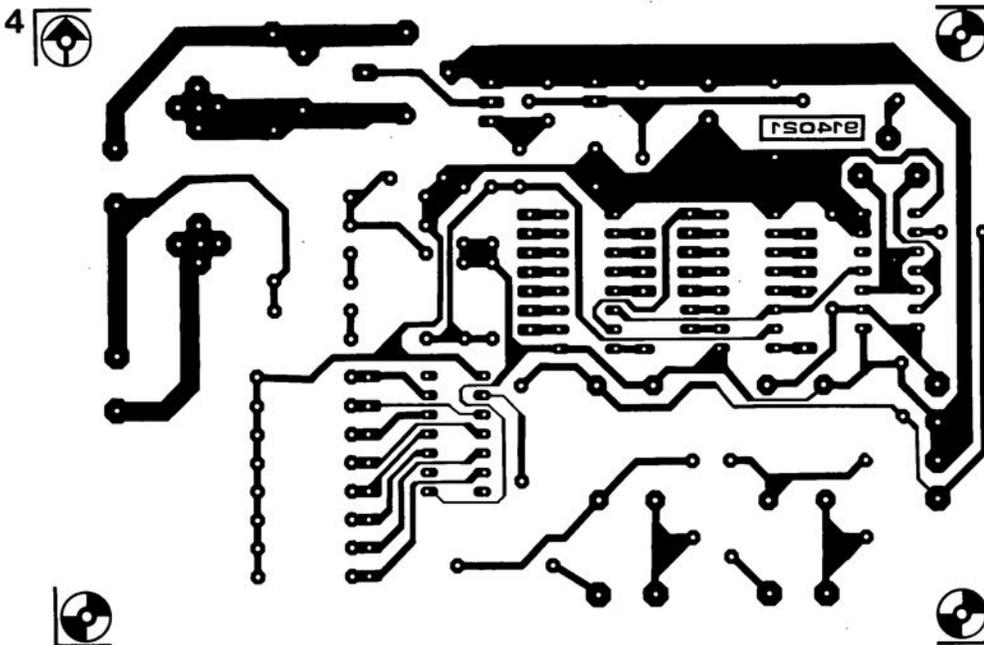
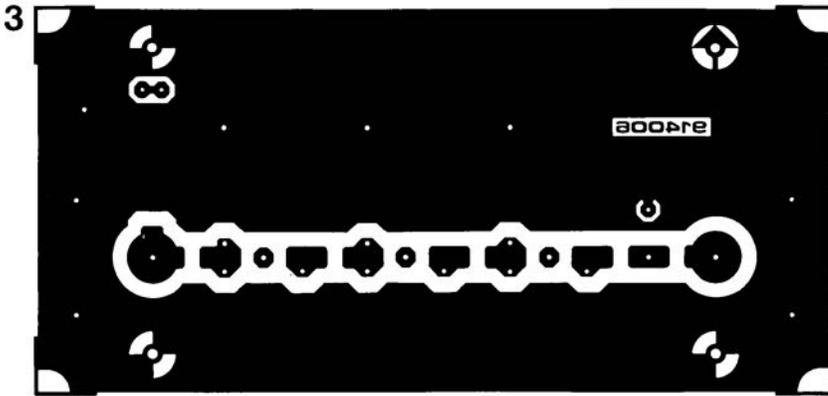
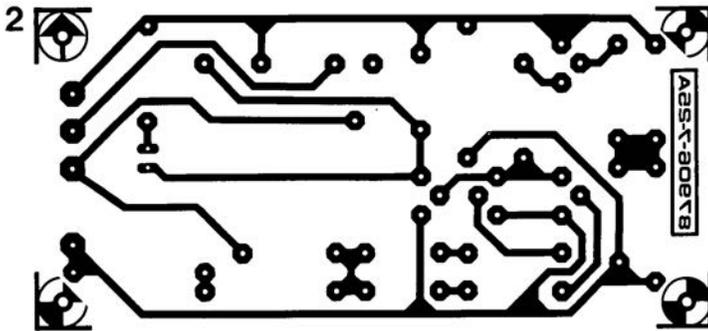
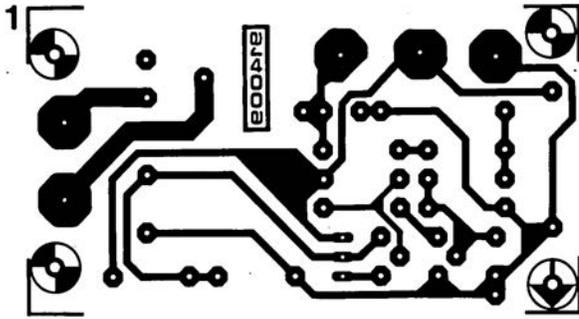
1 embase femelle double face au pas de 2,54 mm, à picots de soudure droits (série HE-9, type IBM-PC) à 62 contacts

Lors de l'utilisation de ce bus d'extension additionnel, il est vital pour le matériel que l'on veille à l'insertion correcte dans le bon sens- de la carte à tester. On pourra,

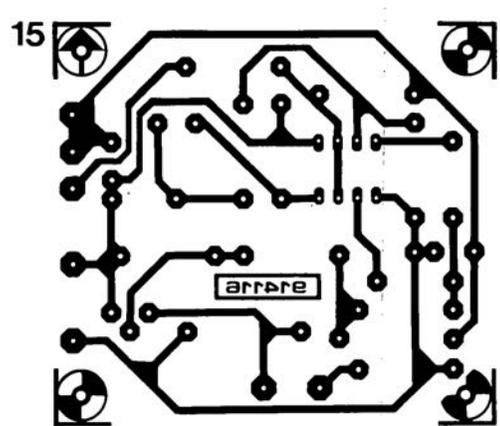
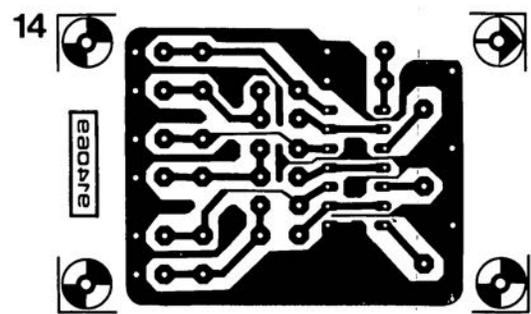
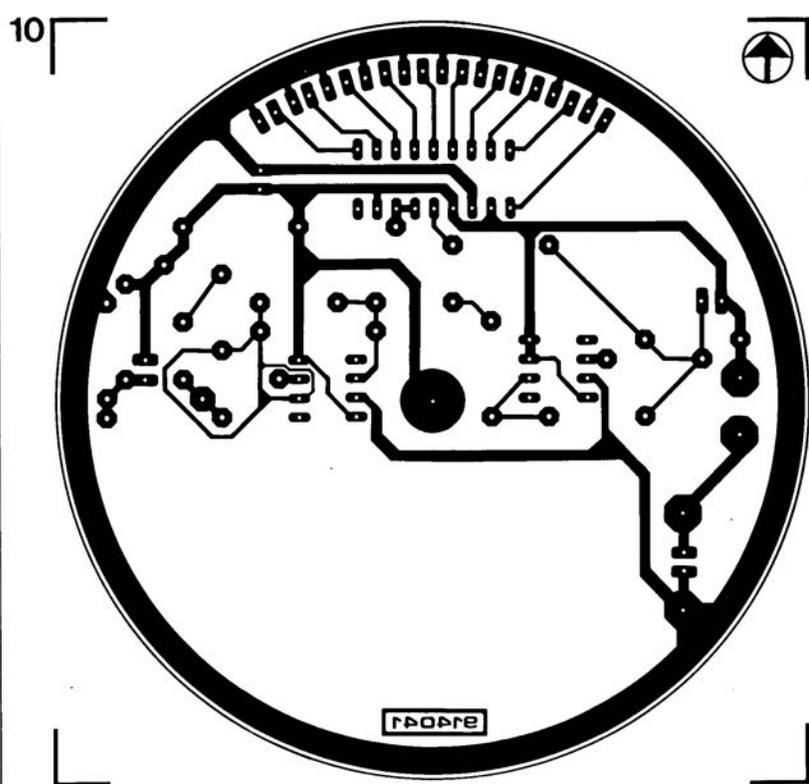
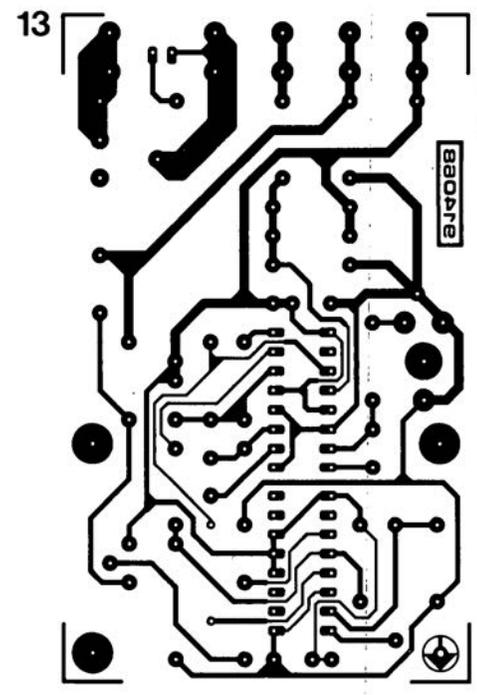
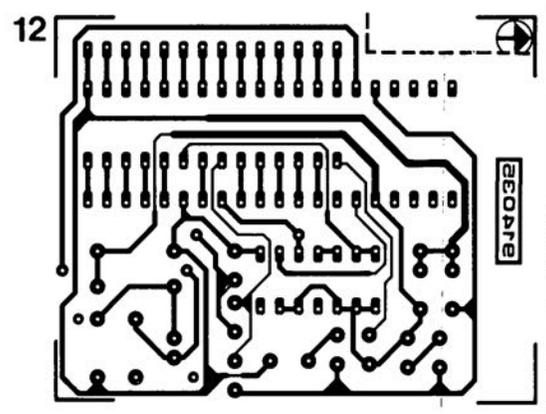
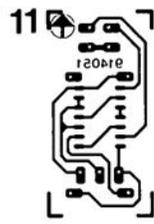
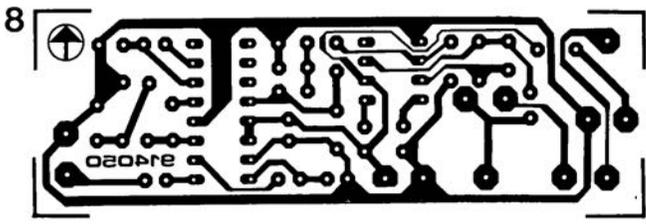
si nécessaire, placer l'ordinateur sur quelques volumes d'encyclopédie pour disposer d'un peu plus de place lors des tests.

SERVICE

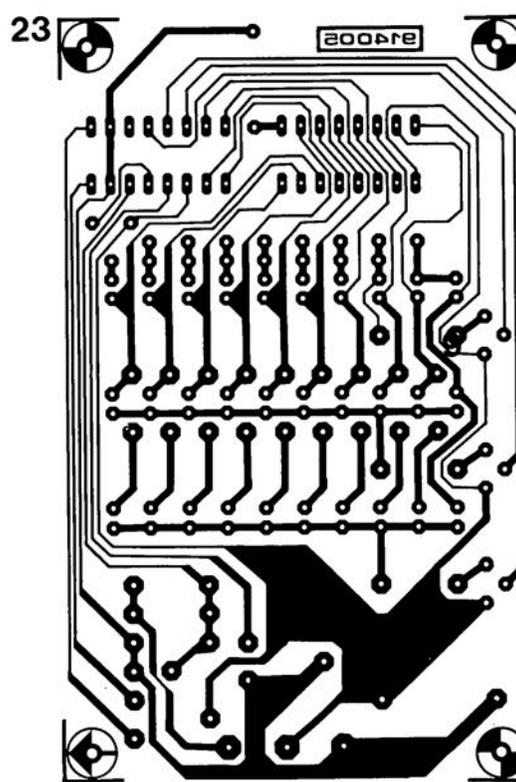
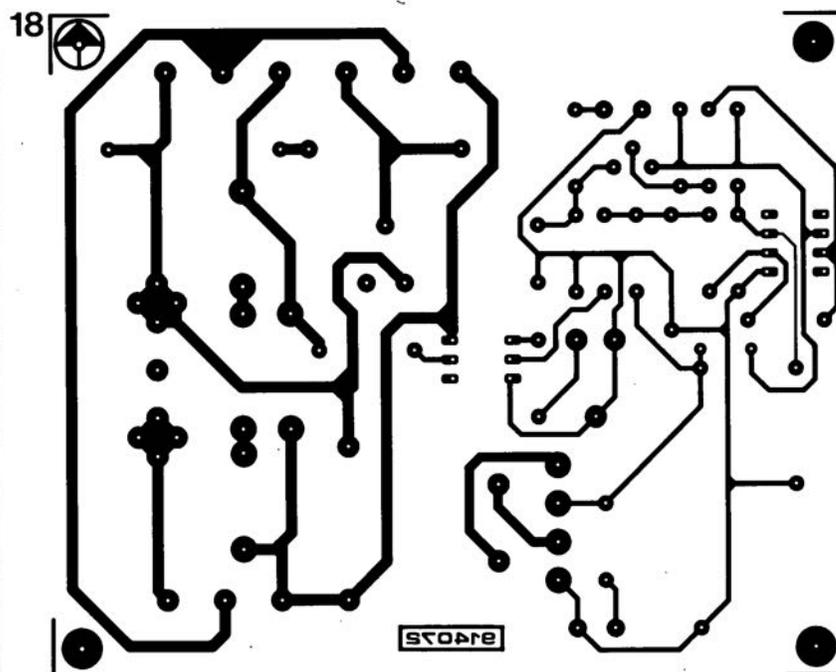
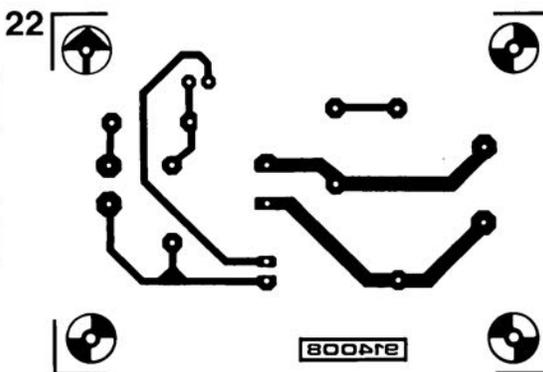
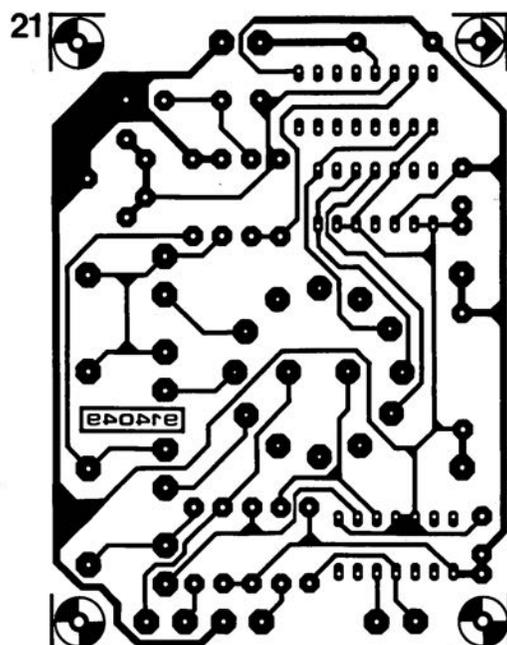
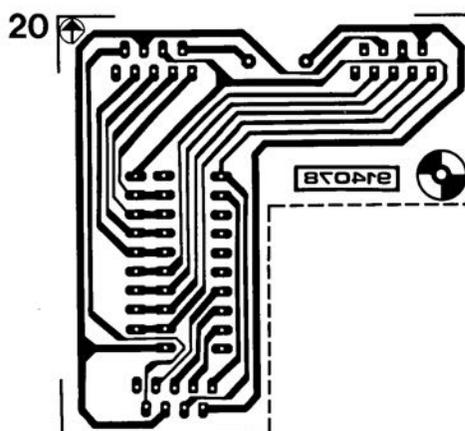
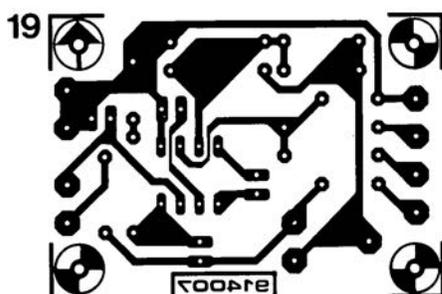
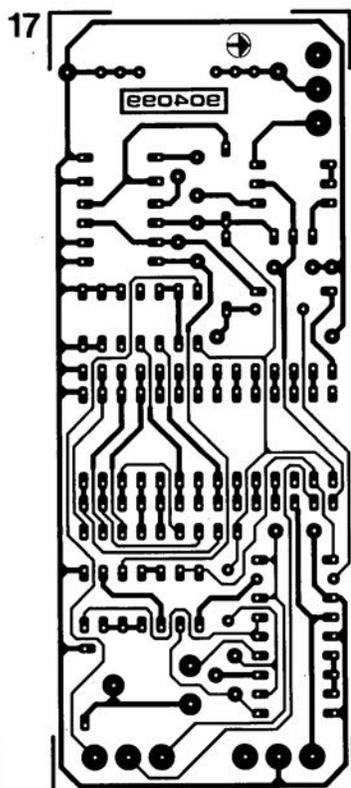
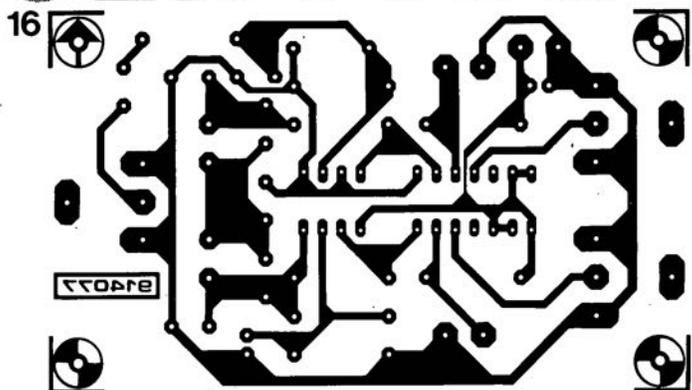
- 1 Commande de lave & essuie-glace
- 2 Protection CC pour haut-parleur
- 3 Amplificateur UHF
- 4 Temporisateur universel
- 5 Indicateur C-D-S pour batterie de voiture
- 6 Inverseur de sens de circulation (2x)
- 7 Module thermométrique LD
- 8 S-mètre pour récepteur à ondes courtes
- 10 Indicateur de puissance de champ: composants
- 11 Indicateur de puissance de champ: plan de masse
- 12 Accélérateur vidéo pour Archimedes
- 12 Adaptateur 1 Mbit pour programmeur d'EPROM
- 13 Circuit de commande automatique pour ventilateur d'automobile
- 14 Triple oscillateur HCMOS à quartz
- 15 Indicateur de crête



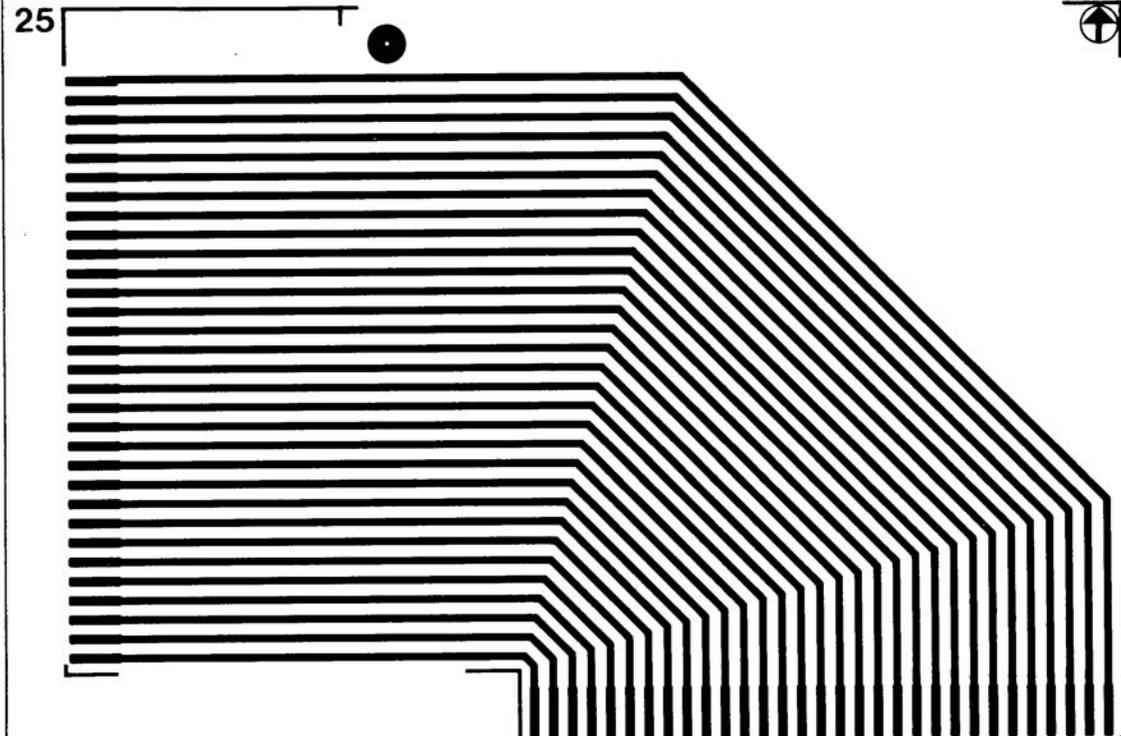
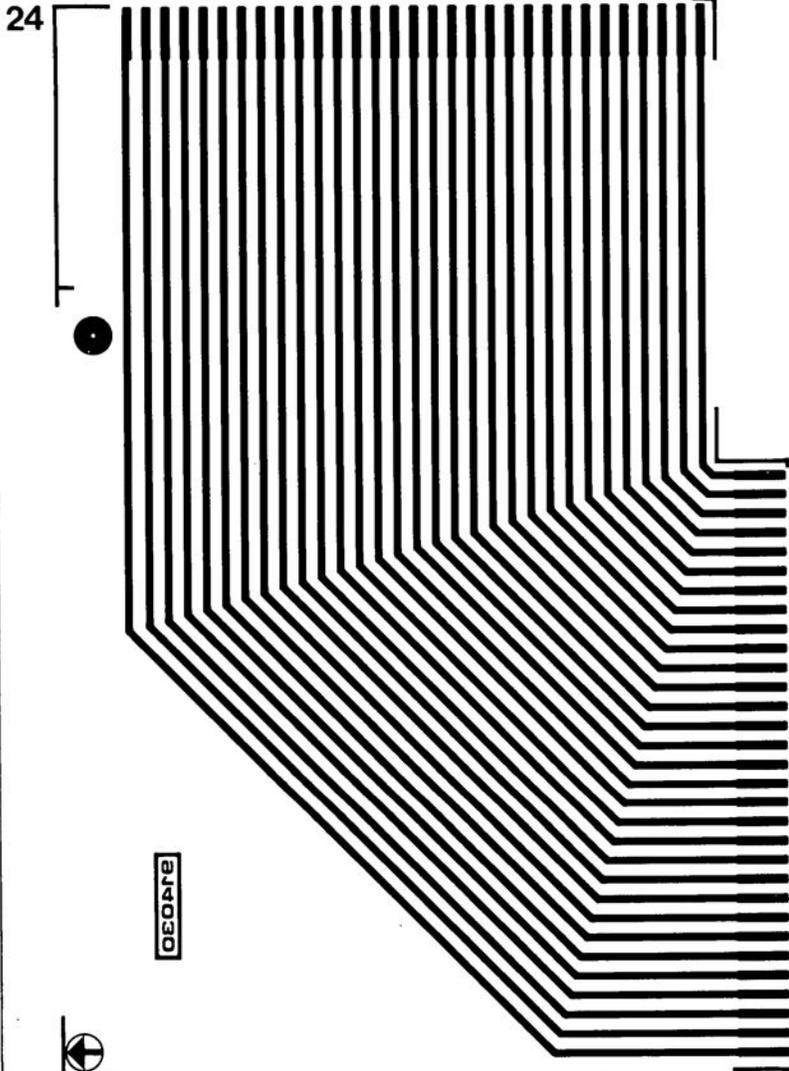
SERVICE



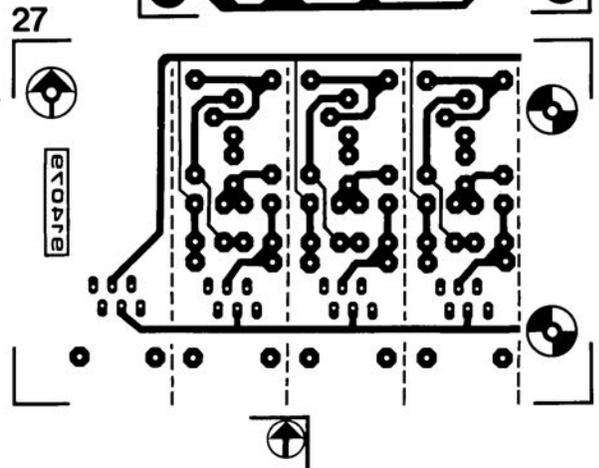
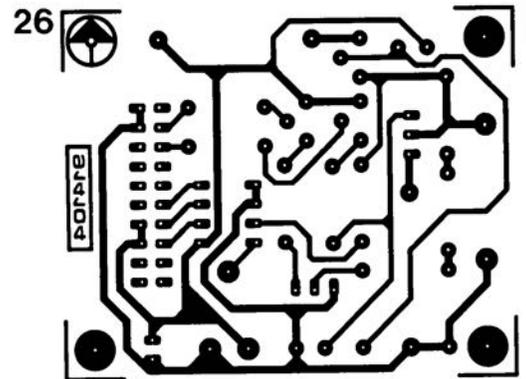
SERVICE



SERVICE



- 16 Séparateur de signaux de synchronisation
- 17 Émulateur de 2764
- 18 Interrupteur-esclave 220 V Version 2.0
- 19 Pont de Wien à alimentation symétrique
- 20 Commutateur souris-manche automatique pour Amiga
- 21 Capacimètre pour petits condensateur
- 22 Relais de sécurité électronique
- 23 Voltmètre numérique à LED
- 24 Carte d'extension de bus pour PC: recto
- 25 Carte d'extension de bus pour PC: verso
- 26 Le SCALP en testeur de capacité d'accu CdNi
- 27 Central téléphonique



017

POUR POMPE DE CHAUFFAGE CENTRAL

La plupart des pompes électriques pour chauffage central connaissent 2, voire pour certaines, 3 vitesses de rotation. Le régime le plus lent non seulement économe de l'énergie, mais constitue également le mode de fonctionnement le plus silencieux. Il présente cependant un inconvénient important: le transport de la chaleur fournie par la chaudière se fait mal. Cette situation peut se traduire par une entrée en fonction du thermostat de protection de la chaudière à intervalles trop rapprochés et une inertie thermique importante de l'habitation de sorte que la température dans l'appartement ou la maison n'atteint pas (ou très difficilement) le niveau requis.

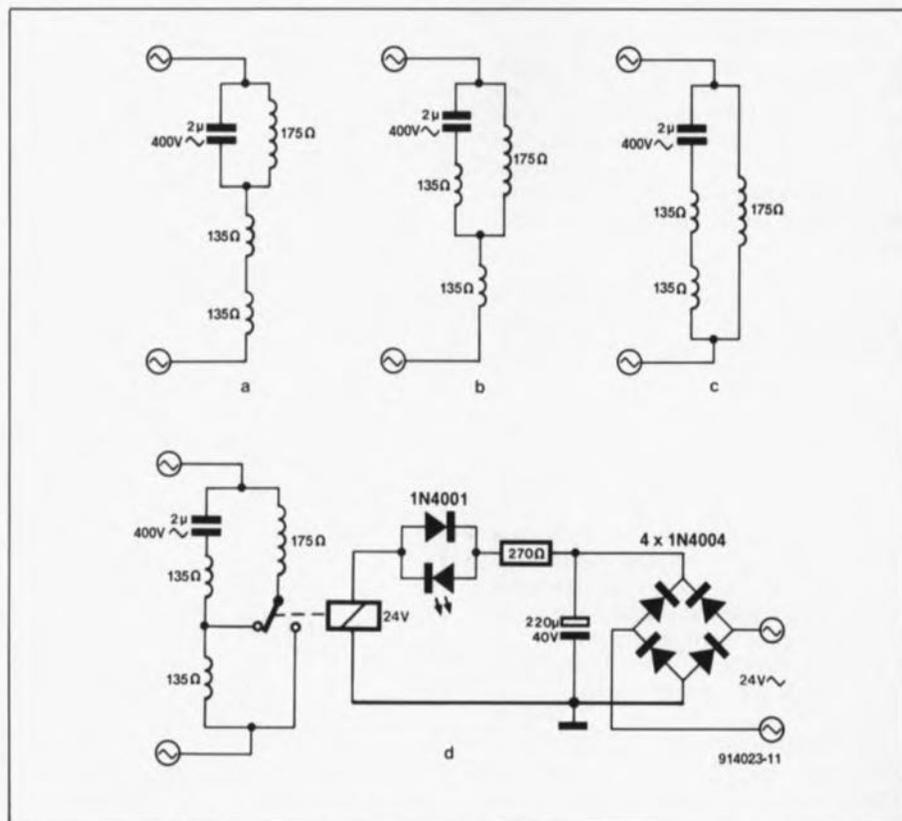
La **commande de vitesse automatique pour pompe de chauffage central** (quel que soit le dénominateur pédante pour un circuit aussi compact) mettra fin, une fois pour toutes, à ce problème.

La partie supérieure du schéma montre la structure électrique interne d'une pompe électrique standard. Les valeurs de résistance des différents enroulements peuvent varier d'une pompe à l'autre et être différentes selon la marque et le type. Le moteur comporte, en règle générale, un enroulement principal (de 175 Ω dans notre exemple) et 2 enroulements auxiliaires, chacun de 135 Ω environ. Le condensateur, pris en série sur ces enroulements, introduit le déphasage requis pour assurer le démarrage du moteur.

Les modes a et b mettent en oeuvre une impédance plus élevée (135, voire 270 Ω supplémentaires) d'où un champ plus faible et de ce fait une vitesse plus faible du moteur. Le volume d'eau déplacé est de ce fait moins grand.

Le petit circuit, objet de cet article, assure une commutation automatique entre 2 modes: soit entre a et b, soit encore entre b et c. L'entrée 24 V du circuit est prise

COMMANDE DE VITESSE AUTOMATIQUE



en parallèle sur la commande du brûleur au gaz. Tant que la soupape est excitée, la pompe tourne à la vitesse élevée éliminant ainsi tout risque d'échauffement prématuré de la chaudière. Si le brûleur de votre chaudière fonctionne à une tension de 220 V, il faudra faire appel à un petit transformateur pour rabaisser cette tension à un niveau de 24 V. La présence d'une commande automatique de pompe de chauffage central –arrêtant la pompe au bout d'un certain temps– est sans la moindre influence sur le fonctionnement de ce circuit. Il est donc possible d'utiliser simultanément ces 2 dispositifs (simultanément tous les 2).

Lors du montage de ce circuit il faut être conscient du fait qu'il est primordial de

réaliser une séparation galvanique entre la tension secteur présente sur les enroulements du moteur et les lignes de 24 V qui, en général, sont reliées également au thermostat dans la salle de séjour. La séparation galvanique dans notre circuit prend la forme du relais Siemens du type V23037. Ce composant garantit une isolation convenable, à condition du moins de prévoir, lors de son câblage, une distance minimale de 6 mm entre les différents points de connexion. Une solution meilleure consiste à opter pour un relais Siemens de la série V23057 (type CO ou DO) dont l'écart galvanique interne est de 8 mm lui. Il ne saurait être question d'utiliser un relais miniature: ce type de relais ne répond pas, mais alors pas du tout, aux exigences électriques mentionnées ci-dessus.

018

POUR PROGRAMMATEUR D'EPROM

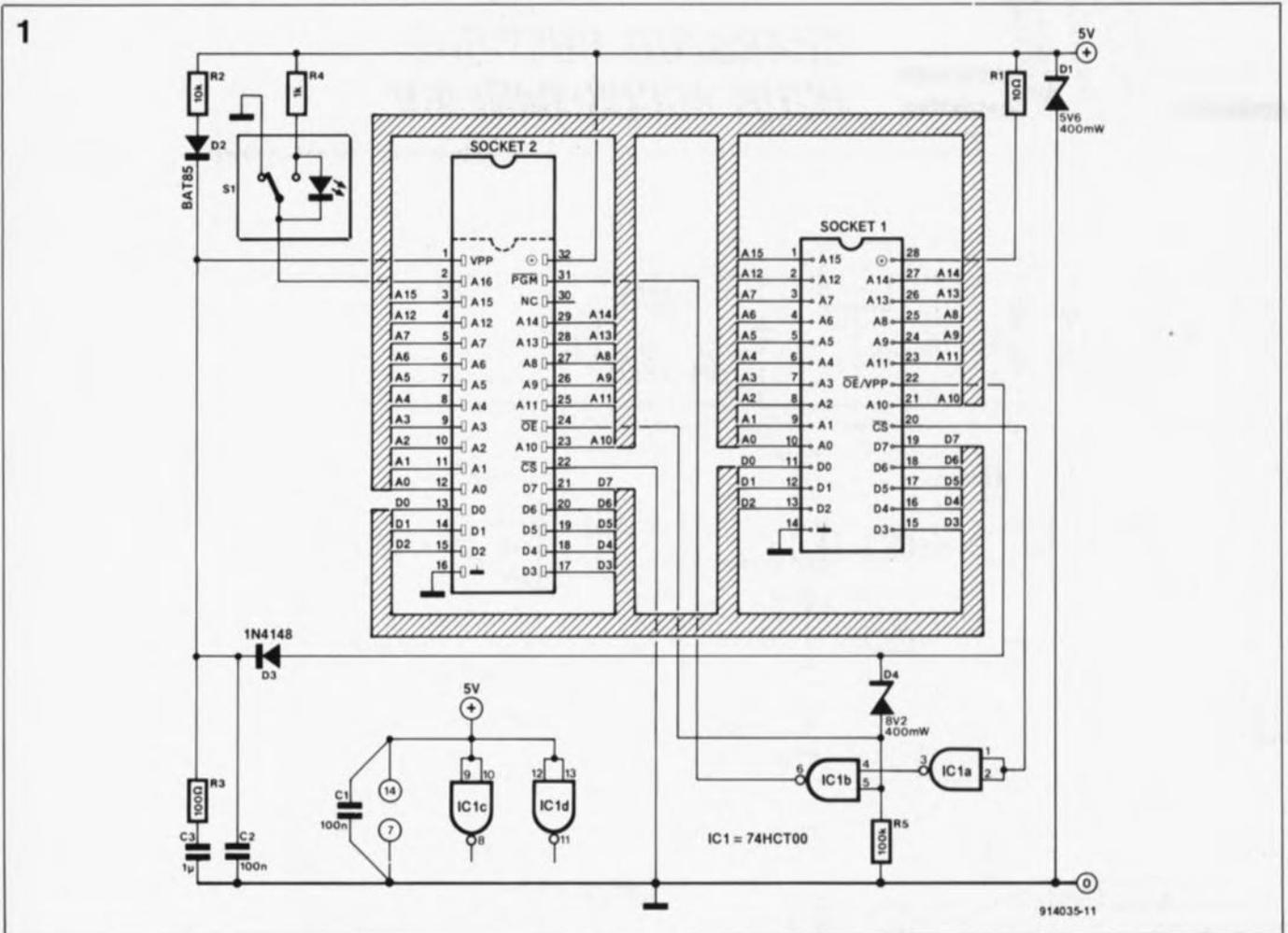
La taille et la simplicité de ce circuit sont inversement proportionnelles à son utilité. Il vous permettra de programmer une EPROM du type 27C1001, d'une capacité de 1 Mbit organisée en 128 Koctets (131 072 mots de 8 bits) à l'aide d'un programmeur d'EPROM standard. Pour pouvoir utiliser un tel programmeur d'EPROM, il faut que le dit appareil soit capable de programmer des EPROM de 512 Kbit telles que la 27512 ou la 27C512

ADAPTATEUR 1 MBIT

(64 Koctets organisés en 65 536 mots de 8 bits) par exemple. L'adaptateur proposé ici procède à une programmation de la 27C1001 en 2 blocs de 64 Koctets chacun; il s'implante tout simplement dans le support à force d'insertion nulle (à 32 ou 40 broches) présent sur votre programmeur d'EPROM. La sélection du bloc de 64 Koctets à programmer se fait manuellement par l'intermédiaire du bouton-poussoir, S1.

Le circuit de l'adaptateur ne comporte

que très peu de surprises techniques. Le support SOCKET 1 connecte l'adaptateur au programmeur d'EPROM; le support SOCKET 2 sert à insérer la 27C1001 à programmer. L'entrée PGM de la 27C1001 est activée (c'est-à-dire qu'elle passe au niveau logique bas) si la tension de programmation, V_{pp} , présente sur le support SOCKET 1 devient supérieure à la tension zener de D4 et si la broche CS (*Chip Select* = validation circuit de ce support est forcé au niveau bas par le programmeur. De par la présence de la diode zener, la



tension de programmation, de 12,5 V, est capable de forcer au niveau haut la broche OE (*Output Enable*) de la 27C1001, permettant ainsi sa programmation. L'entrée V_{pp} de la 27C1001 présente une tension, soit de +5 V lors d'une opération de lecture, soit de +12 V lors d'une opération d'écriture (ou de programmation). Pour assurer une tension d'alimentation suffisamment élevée (de 5 V efficace) à l'EPROM, nous avons utilisé pour D2 une diode Schottky du type BAT85. Cette diode se caractérise par une chute de tension de 0,2 V seulement.

Le bouton-poussoir S1 sert à forcer au ni-

veau haut ou bas l'entrée de l'adresse la plus élevée (A16) de la 27C1001, pour sélectionner, dans ce composant, le bloc de 64 Koctets inférieur ou supérieur (A16 respectivement au niveau bas ou haut). La LED D5 s'allume lorsque c'est le bloc inférieur qui est adressé.

Rien de tel qu'une photo pour montrer clairement comment s'y prendre pour réaliser ce petit montage. On commencera par la mise en place du seul et unique pont de câblage que comporte ce circuit. Le support SOCKET 1 est fixé du côté pistes et consiste en 2 barrettes autoséca-

bles à 14 contacts, dotées, d'un côté, de broches longues. L'inverseur S1 est un bouton-poussoir bipolaire à verrouillage doté d'une LED témoin.

Le circuit imprimé dessiné pour ce montage accepte les supports à force d'insertion nulle (FIN) de 32 et de 40 contacts.

G. Rubel

Liste des composants

Résistances:

- R1 = 10 Ω
- R2 = 10 kΩ
- R3 = 100 Ω
- R4 = 1 kΩ
- R5 = 100 kΩ

Condensateurs:

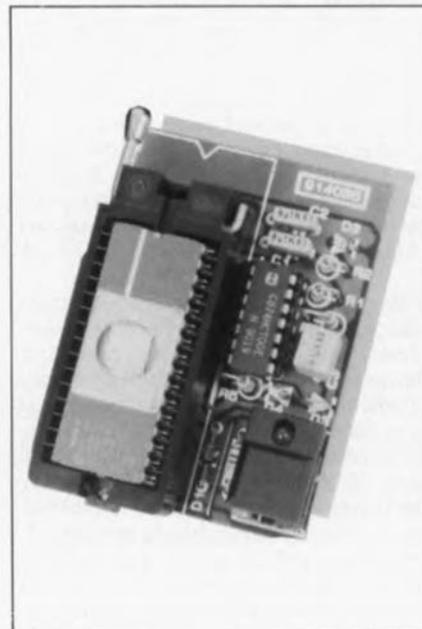
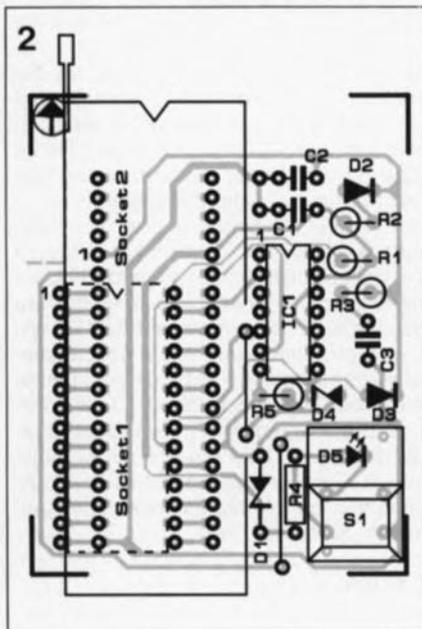
- C1, C2 = 100 nF
- C3 = 1 μF

Semi-conducteurs:

- D1 = diode zener 5V6/400 mW
- D2 = BAT85
- D3 = 1N4148
- D4 = diode zener 8V2/400 mW
- D5 = LED 3 mm
- IC1 = 74HCT00

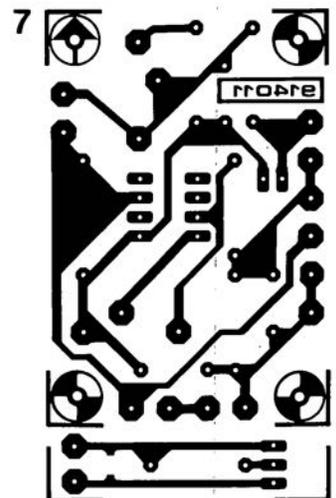
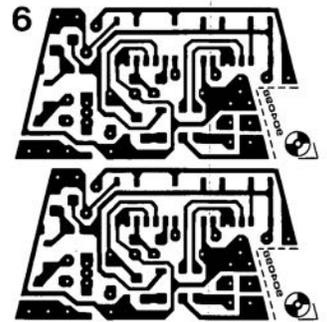
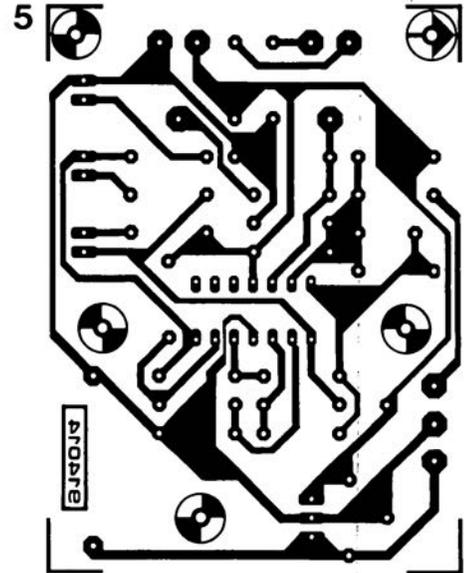
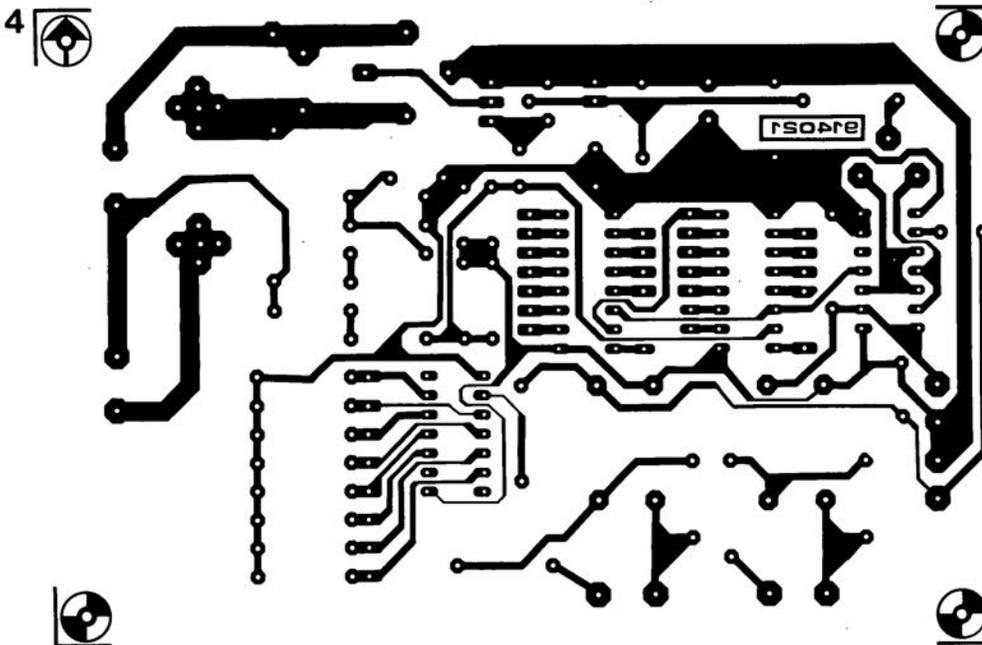
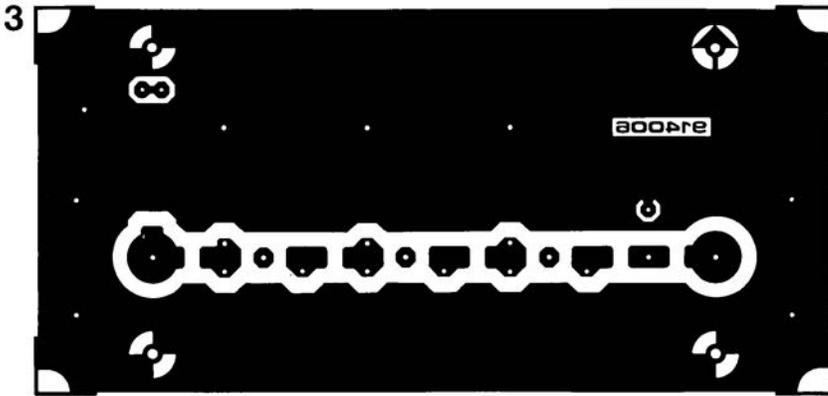
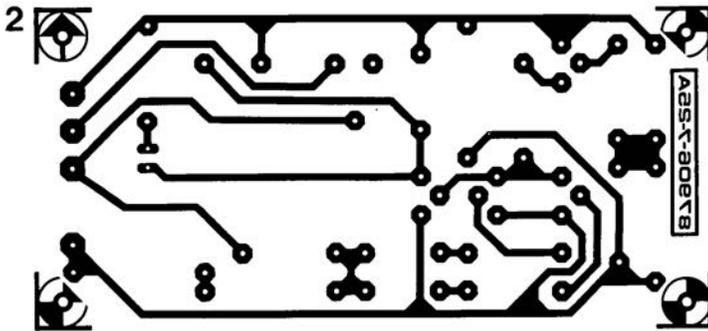
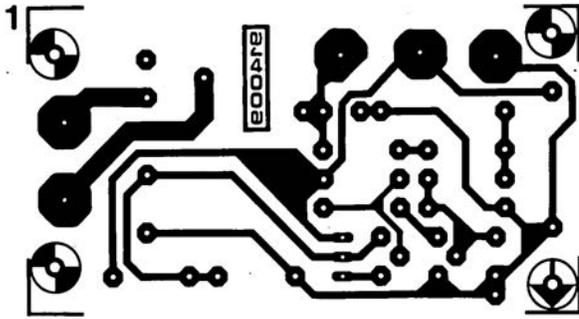
Divers:

- S1 = bouton-poussoir bipolaire à verrouillage avec LED témoin (tel que ITW 61-2030401 par exemple)
- Socket 1 = 2 barrettes autosécables à 14 contacts dotées, sur un côté, de broches longues
- Socket 2 = support FIN à 32 ou 40 broches

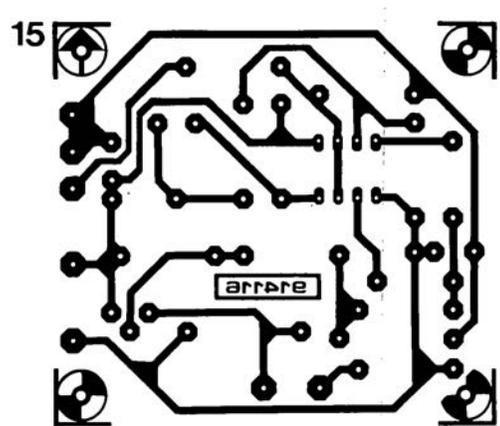
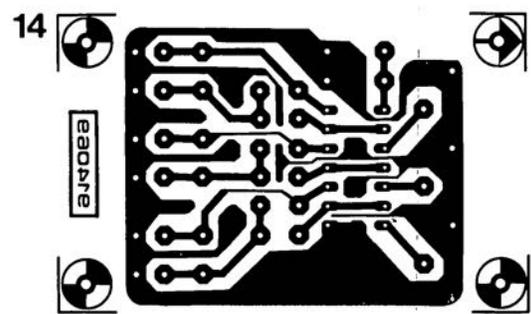
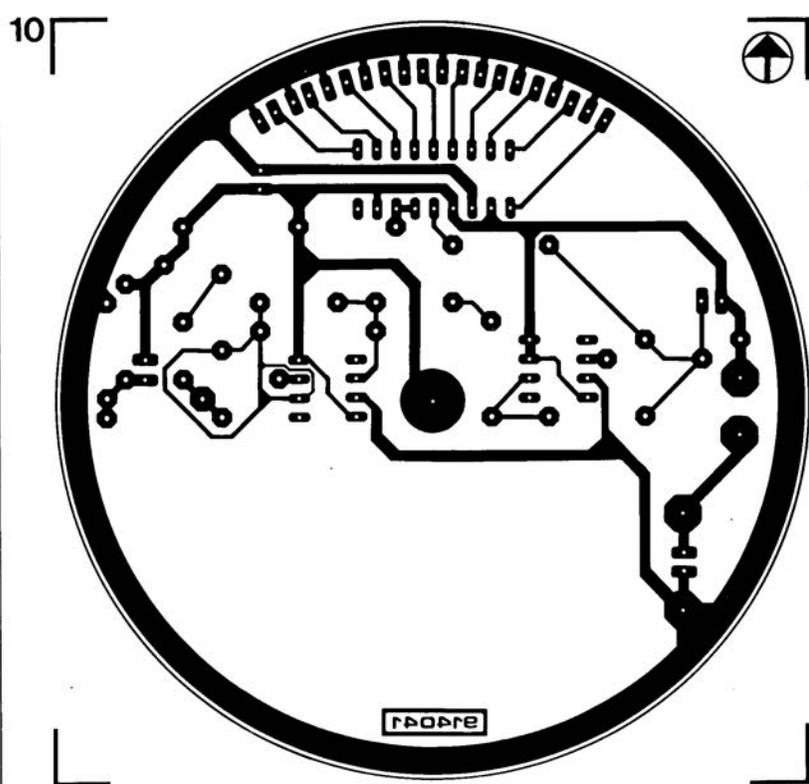
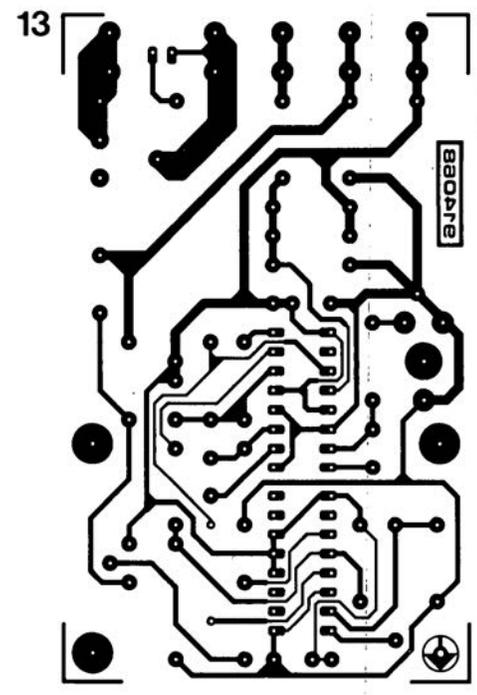
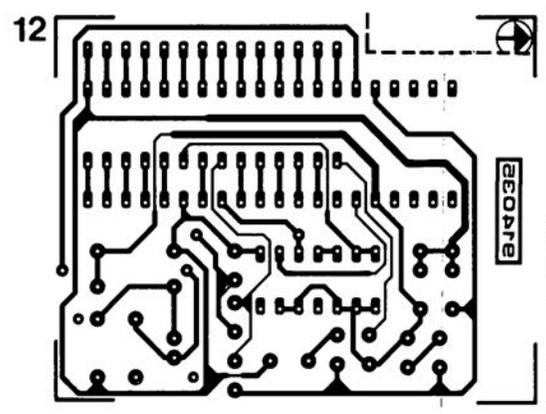
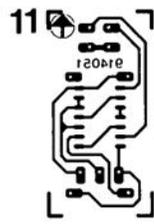
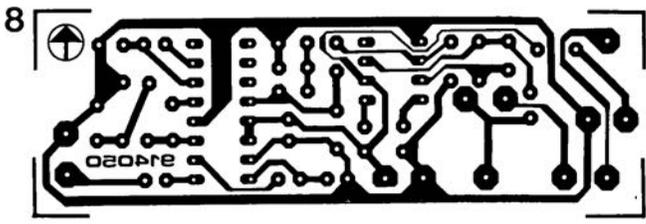


SERVICE

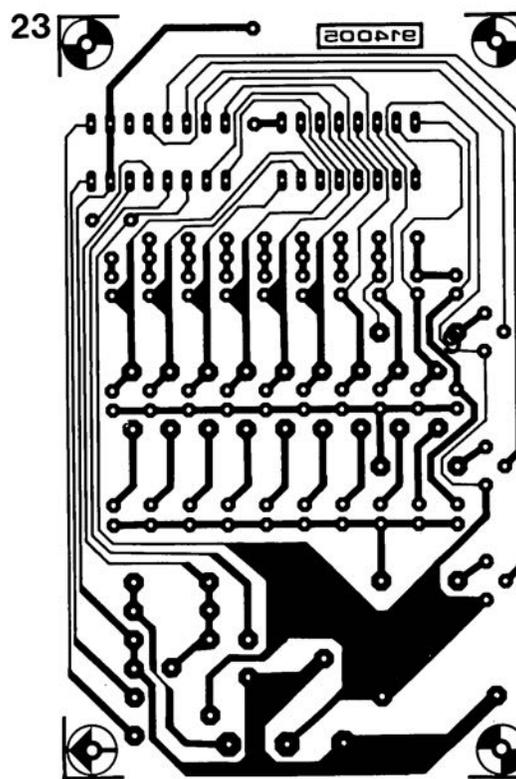
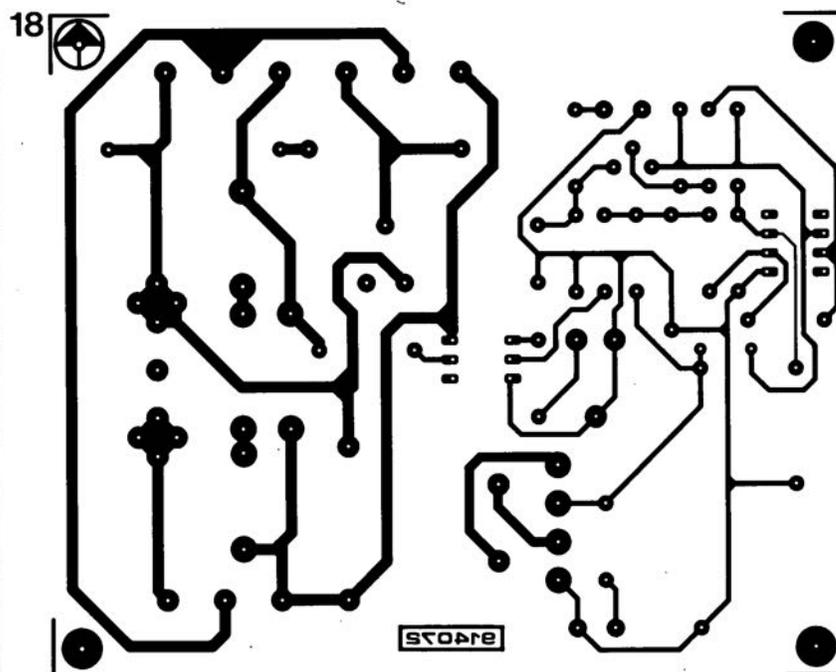
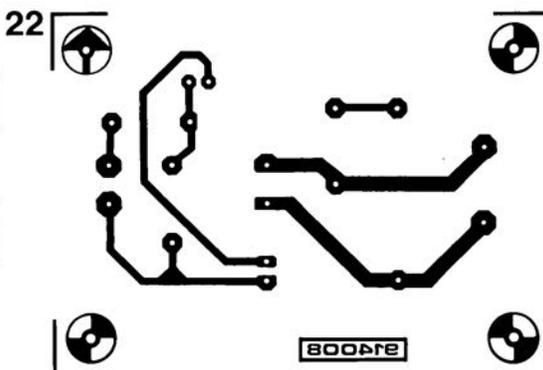
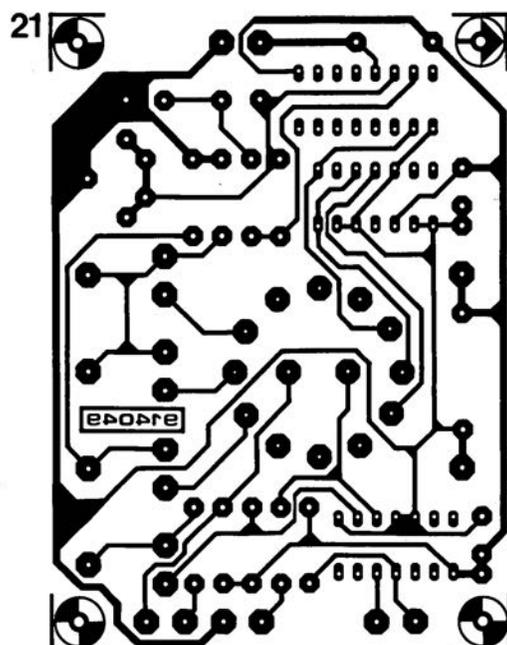
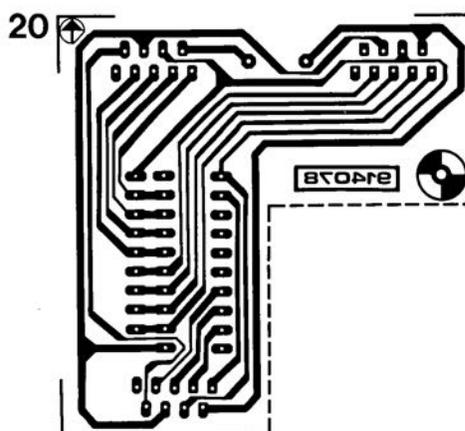
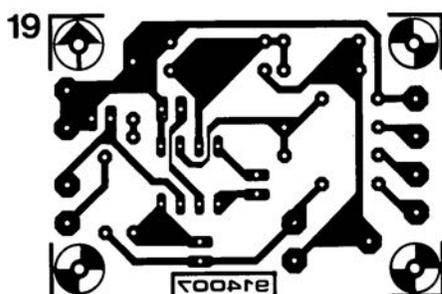
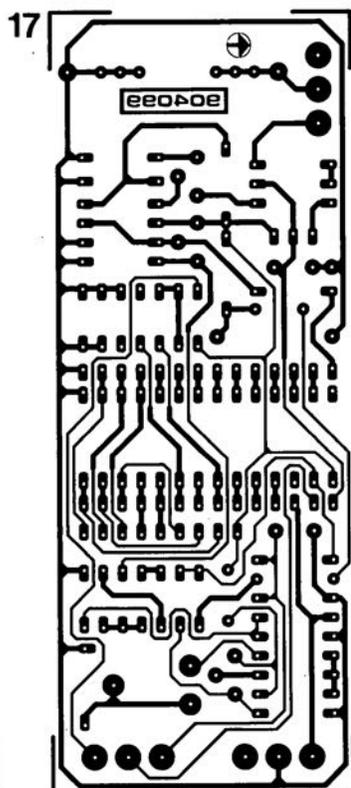
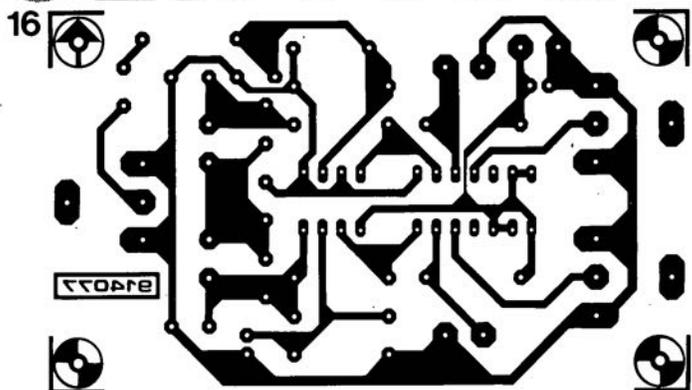
- 1 Commande de lave & essuie-glace
- 2 Protection CC pour haut-parleur
- 3 Amplificateur UHF
- 4 Temporisateur universel
- 5 Indicateur C-D-S pour batterie de voiture
- 6 Inverseur de sens de circulation (2x)
- 7 Module thermométrique LD
- 8 S-mètre pour récepteur à ondes courtes
- 10 Indicateur de puissance de champ: composants
- 11 Indicateur de puissance de champ: plan de masse
- 12 Accélérateur vidéo pour Archimedes
- 12 Adaptateur 1 Mbit pour programmeur d'EPROM
- 13 Circuit de commande automatique pour ventilateur d'automobile
- 14 Triple oscillateur HCMOS à quartz
- 15 Indicateur de crête



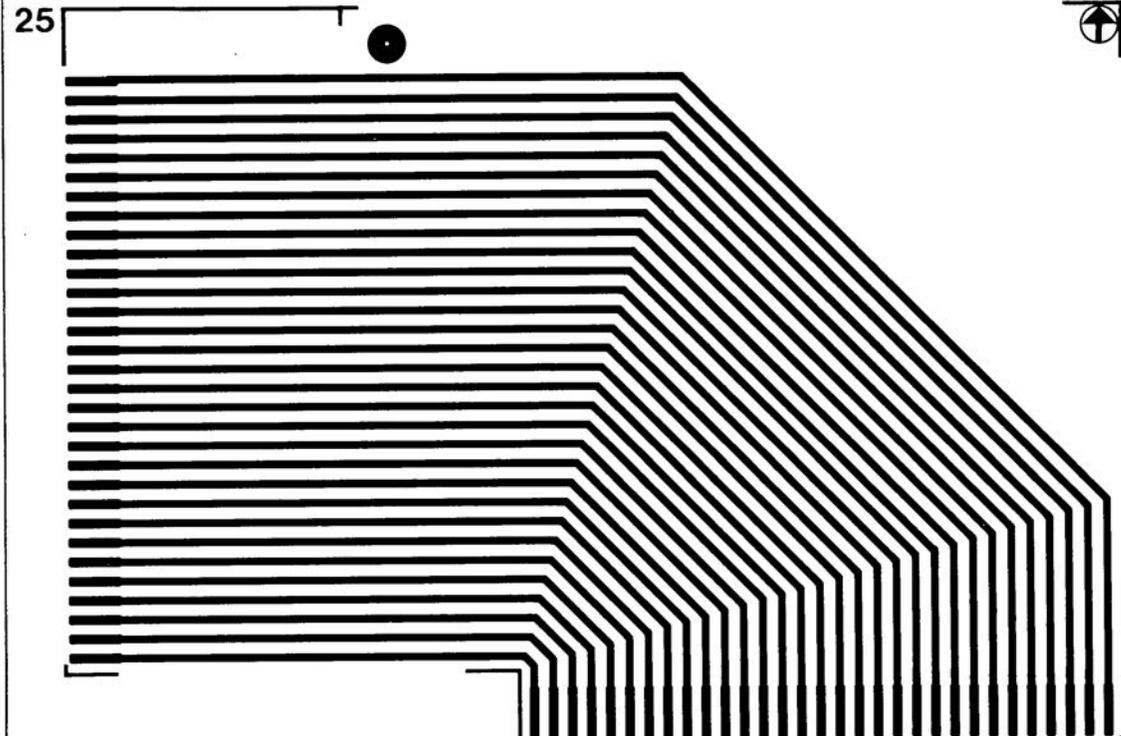
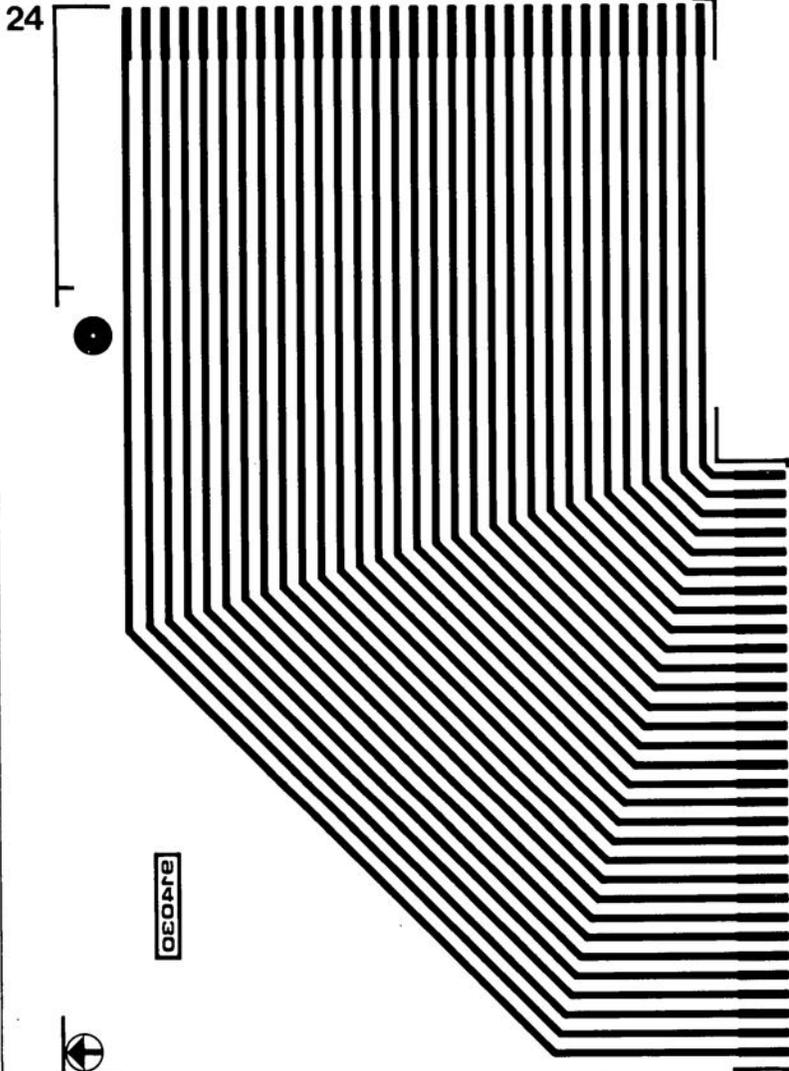
SERVICE



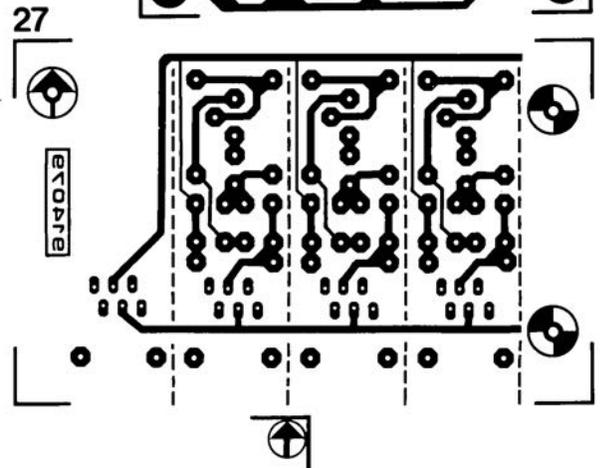
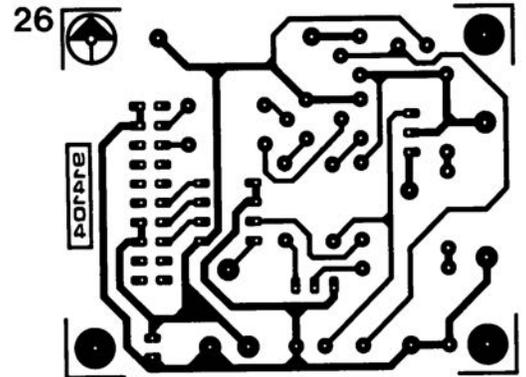
SERVICE



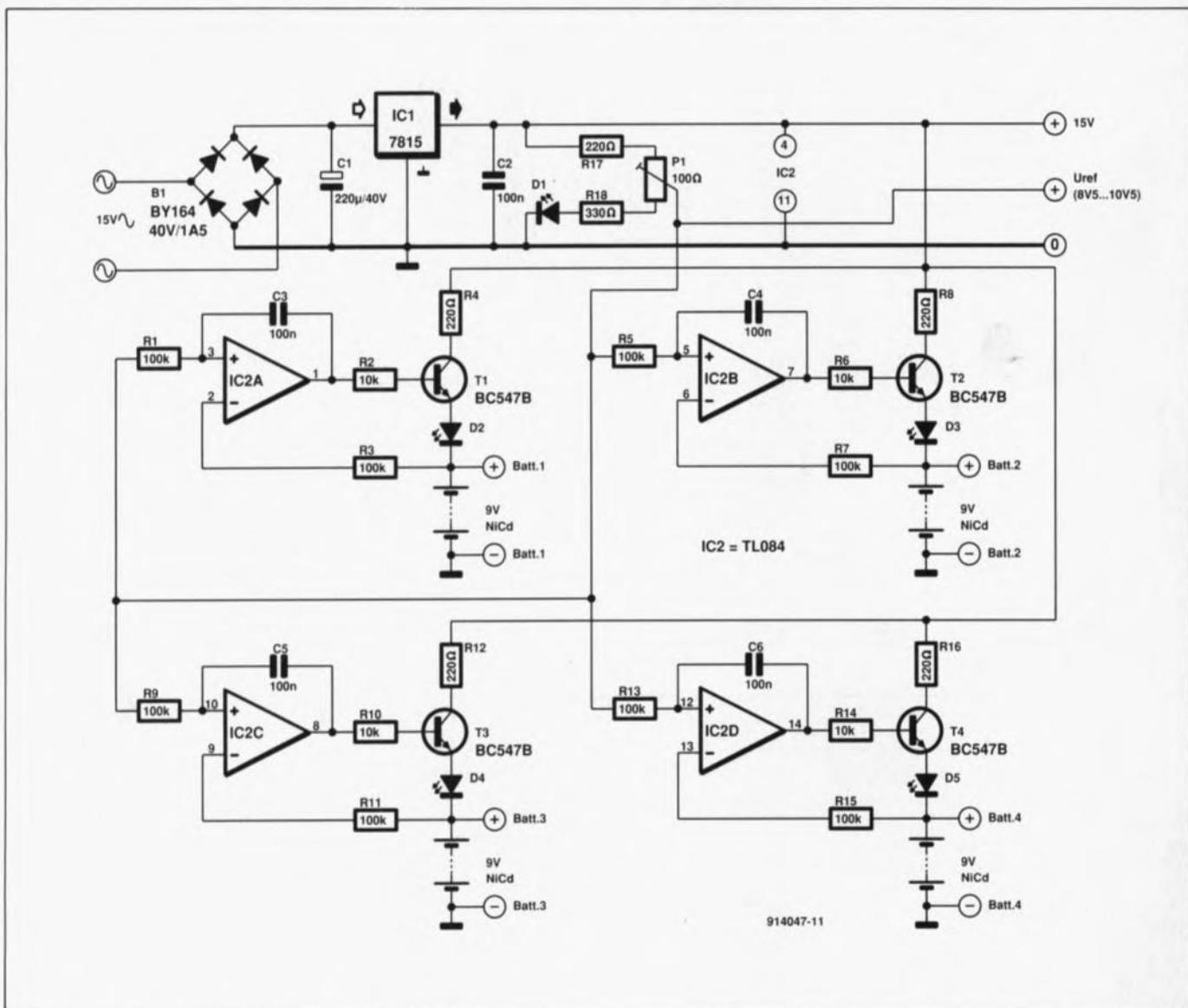
SERVICE



- 16 Séparateur de signaux de synchronisation
- 17 Émulateur de 2764
- 18 Interrupteur-esclave 220 V Version 2.0
- 19 Pont de Wien à alimentation symétrique
- 20 Commutateur souris-manche automatique pour Amiga
- 21 Capacimètre pour petits condensateur
- 22 Relais de sécurité électronique
- 23 Voltmètre numérique à LED
- 24 Carte d'extension de bus pour PC: recto
- 25 Carte d'extension de bus pour PC: verso
- 26 Le SCALP en testeur de capacité d'accu CdNi
- 27 Central téléphonique



CHARGEUR RUSTIQUE POUR ACCUS CdNi 9 V



Ce chargeur se compose d'une source de tension et de 4 sources de courant identiques; avec le dimensionnement proposé, il permet de (re)charger simultanément 4 accus CdNi 9 V à un courant compris entre 10 et 20 mA.

La source de tension réalisée à l'aide du pont de redressement B1, du régulateur de tension IC1 et des condensateurs C1 et C2, fournit, non seulement la tension d'alimentation de 15 V, mais encore une tension de référence ajustable comprise entre 8,5 et 10,5 V, dérivée par l'intermédiaire du diviseur de tension constitué par les résistances R17 et R18 et l'ajustable P1. Cette tension est appliquée aux entrées non-inverseuses des amplificateurs opérationnels IC2A à IC2D, intégrés dans le TL084, à travers 4 résistances de 100 k Ω (R1, R5, R9 et R13).

Les amplificateurs opérationnels garantissent que la tension aux bornes des accus ne dépasse pas le niveau de la tension de référence.

L'intensité du courant de charge est le résultat de la différence existant entre la ten-

sion du module d'alimentation et celle de l'accu; elle est déterminée à l'aide de la résistance du collecteur. La tension aux bornes des résistances de collecteur des transistors T1 à T4 est de 3 V environ, celle aux bornes des transistors est de 0,6 V et celle aux bornes des LED 1,5 V. Si l'on réduit la valeur des résistances à 100 Ω , l'intensité du courant de charge grimpe à 35 mA environ, ce qui convient très bien à une recharge rapide des accus. Il faudra noter cependant que des recharges rapides réduisent sensiblement la vie de vos accus !

Le condensateur pris dans la boucle de la réaction positive de l'amplificateur opérationnel mérite que l'on s'y intéresse. Si la tension présente au pôle positif de l'accu est inférieure à la tension de référence, la sortie passe au niveau haut. Le condensateur se charge et la tension de l'accu augmente. Si elle devient supérieure à la tension de référence, la sortie de l'amplificateur opérationnel bascule et la tension présente à son entrée non-inverseuse diminue à cause du condensateur (C3 à C6) jusqu'au moment où l'amplificateur opé-

rationnel bascule à nouveau. La LED (D2 à D5) clignote à cette même fréquence (10 Hz environ). Si l'accu est totalement déchargé, sa tension n'atteint jamais le niveau de la tension de référence et la LED est illuminée continuellement. Lorsque l'accu est presque rechargé, les oscillations de l'amplificateur opérationnel se produisent à une fréquence sensiblement moindre. Une fréquence de 1 Hz indique que la charge est terminée et que l'accu a fait le "plein d'énergie". Pour assurer au circuit une tension adéquate à un courant convenable, il faudra faire appel à un transformateur fournissant une tension comprise entre 15 et 18 V au secondaire et ce à un courant de 150 mA. Si vous envisagez d'utiliser le circuit comme chargeur rapide il est recommandé de faire appel à un transformateur de 200 mA et de doter le régulateur de tension d'un petit radiateur. Cette mesure de refroidissement s'impose également lors de l'utilisation d'un transformateur fournissant une tension dépassant 18 V.

H. Moser

020

PONT DE WIEN

À ALIMENTATION ASYMÉTRIQUE

La réalisation de l'oscillateur de pont de Wien de la **figure 1** fait appel à un amplificateur opérationnel de puissance disponible partout dans le commerce: un LM 386. Enfin un montage "intéressant !" diront certains d'entre nos lecteurs quelquefois las de l'esprit "innovateur" emportant leur revue préférée.

Ce semi-conducteur se contente d'une seule tension d'alimentation. Un oscillateur de pont de Wien se compose en règle générale de deux condensateurs identiques et de deux résistances -éventuellement ajustables- identiques (potentiomètre double). Dans ces conditions, le rapport de transfert du pont est, à cette fréquence de l'oscillateur, de 1/3 très exactement.

Un exemple: une amplitude de sortie de 3 V se traduit alors par la présence d'une tension de 1 V à l'entrée non-inverseuse de l'amplificateur opérationnel. Pour éviter que la tension d'entrée absolue de IC1 ne dépasse 0,4 V, un rapport de transfert de 1/3 est encore trop élevé.

Dans le cas d'un oscillateur à pont de Wien classique, tel celui de la **figure 2**, ce rapport est défini par la formule suivante:

$$\frac{U_p}{U_o} = \frac{1}{1 + R1/R2 + C2/C1}$$

Le rapport de transfert diminue au fur et à mesure qu'augmente la valeur de la résistance R1 et/ou celle du condensateur C2.

Pour faire varier la fréquence, il faudra changer simultanément la valeur des 2 résistances ou bien celle des 2 condensateurs. Il devient possible ainsi de modifier la fréquence à l'aide d'un seul potentiomètre double. Comme les deux résistances du potentiomètre double ont toujours presque la même valeur, le rapport U_p/U_o prend, lorsque $C2 = 10 \cdot C1$, une valeur de 1/12 seulement.

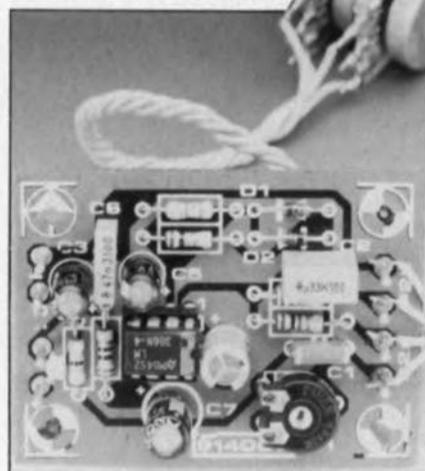
Afin de disposer de la réaction positive adéquate nécessaire pour l'entrée en oscillation de l'oscillateur, l'amplificateur doit fournir un gain de 12, ce que l'on obtient par le dimensionnement correct des résistances R3, P1 et R5. Le respect des valeurs du schéma donne un gain:

$$A = 1 + (R5 + P1) / R3, \text{ soit } 13,8.$$

La stabilisation de la tension de sortie est on ne peut plus classique: elle fait appel à 2 diodes prises en tête-bêche dans la boucle de contre-réaction. On effectuera le réglage de P1 de façon à ce que la tension de sortie sinusoïdale ne soit tout juste pas encore limitée par la tension d'alimentation.

L'ajustable P2 permet de régler la fréquence de sortie à une valeur comprise entre 150 et 1500 Hz. Il faudra, si l'on veut obtenir une fréquence plus élevée, modifier la valeur des condensateurs C1 et C2. Il est indispensable que la tension d'alimentation, qui peut être comprise entre 9 et 12 V, soit bien régulée.

Notons, pour finir, que la consommation du circuit au repos ne dépasse pas 6 mA.



Liste des composants

Résistances:

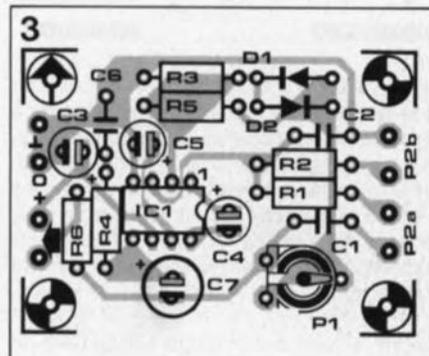
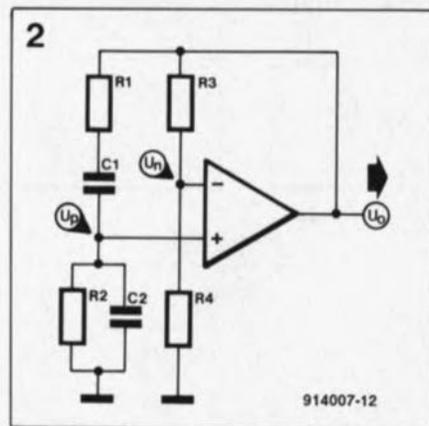
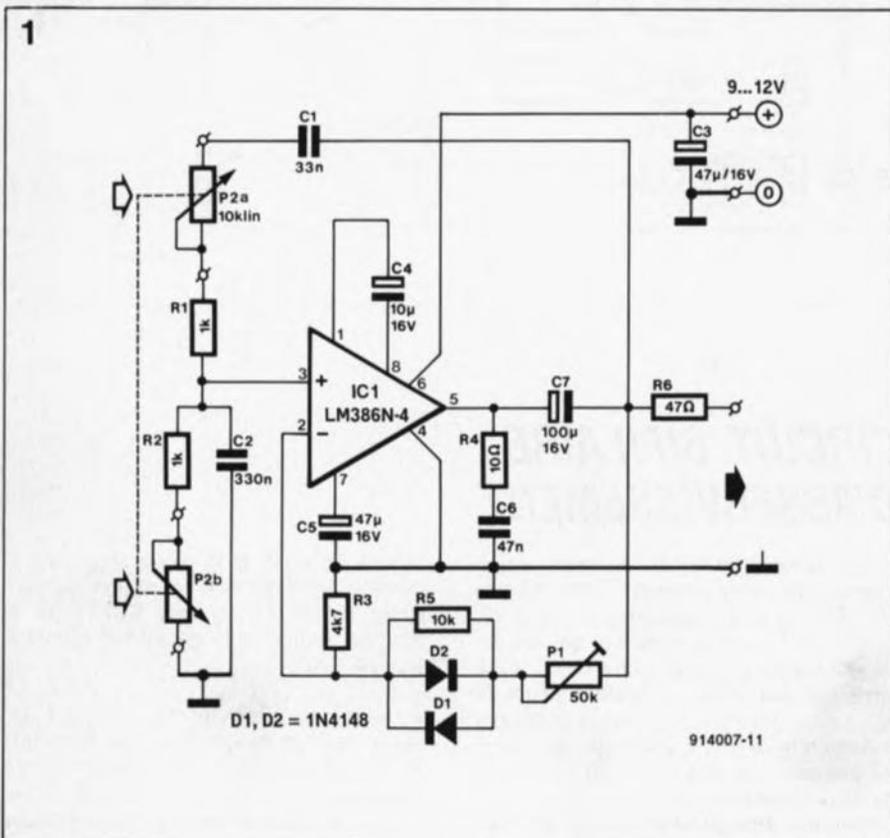
- R1, R2 = 1 kΩ
- R3 = 4kΩ7
- R4 = 10 Ω
- R5 = 10 kΩ
- R6 = 47 Ω
- P1 = 50 kΩ ajust.
- P2 = 10 kΩ lin. stéréo

Condensateurs:

- C1 = 33 nF
- C2 = 330 nF
- C3, C5 = 47 μF/16 V radial
- C6 = 47 nF
- C7 = 100 μF/16 V radial

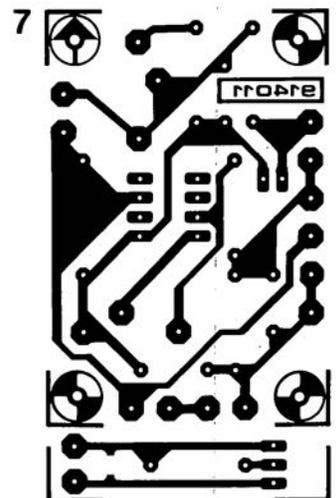
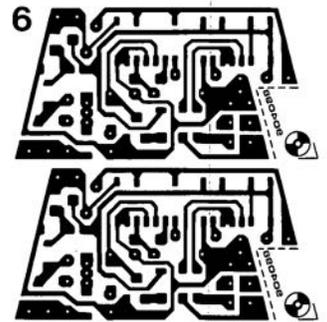
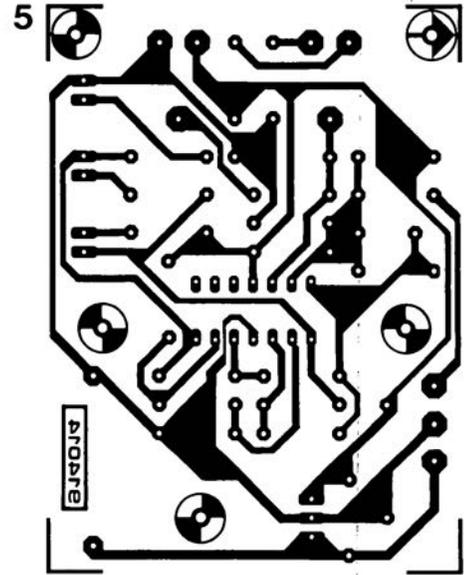
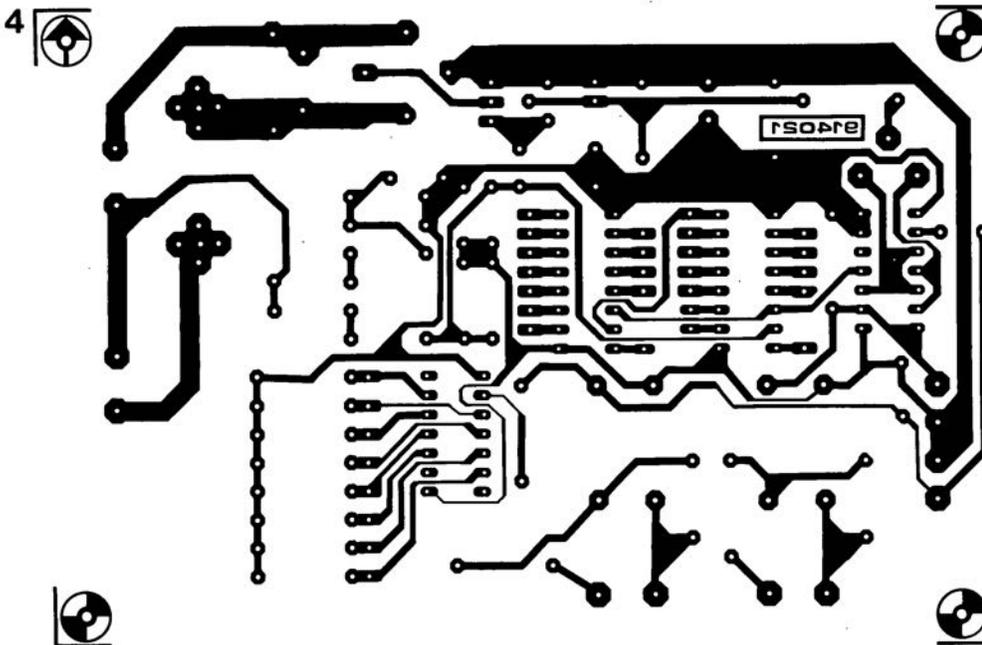
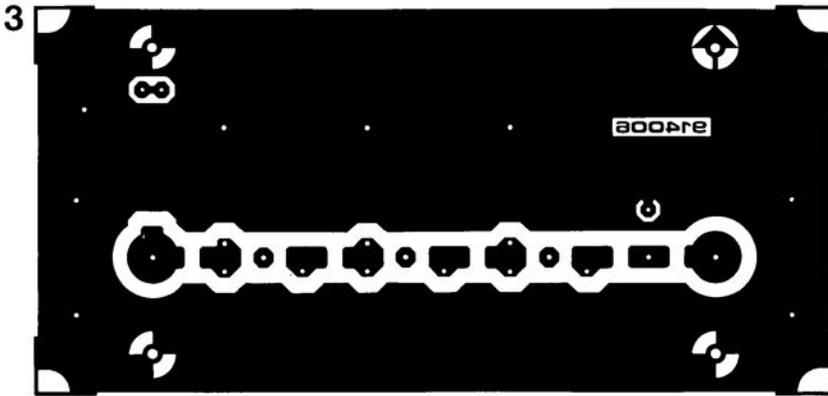
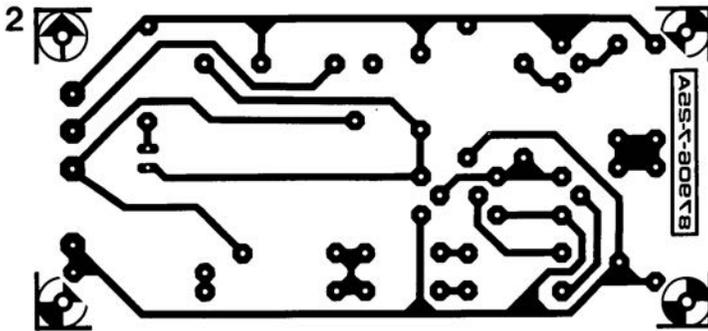
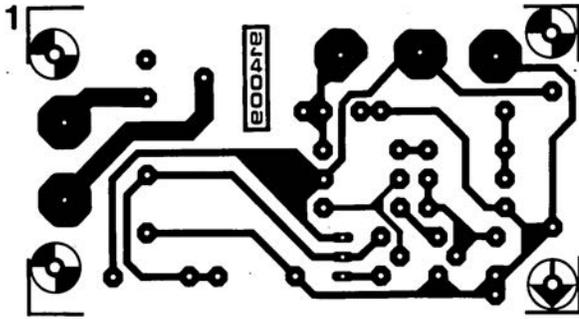
Semi-conducteurs:

- D1, D2 = 1N4148
- IC1 = LM 386N-4

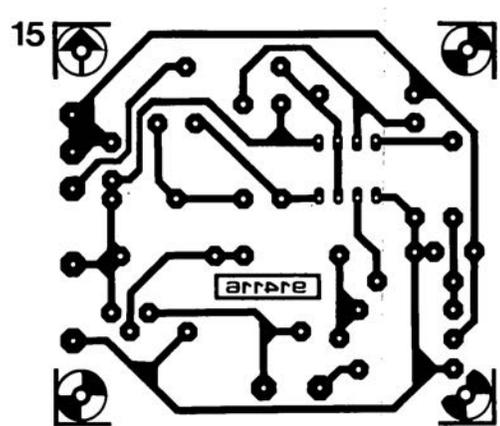
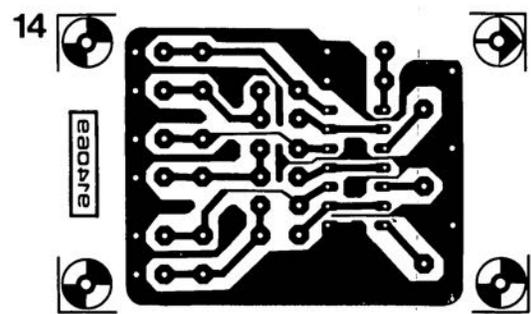
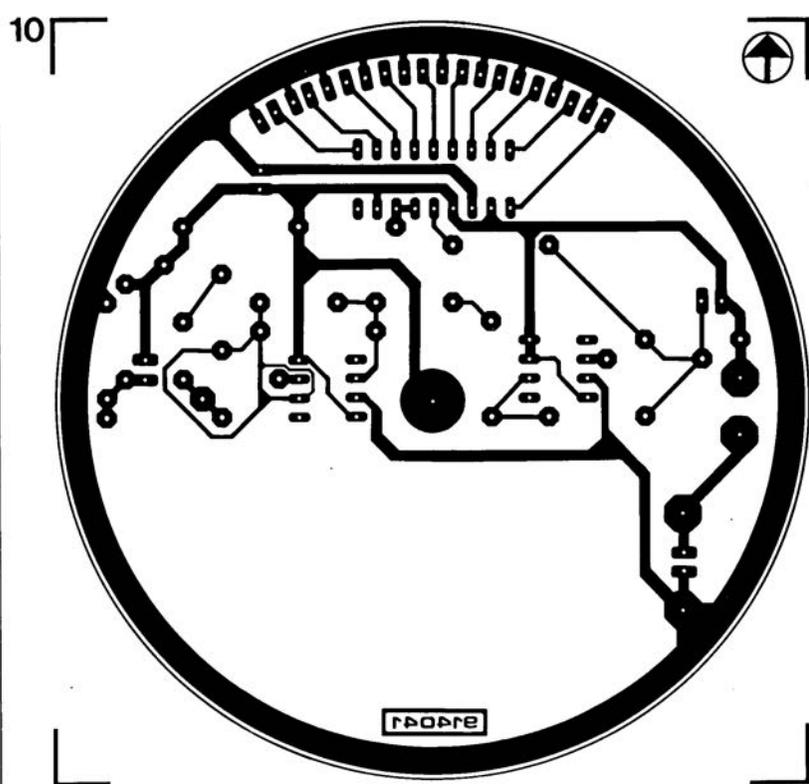
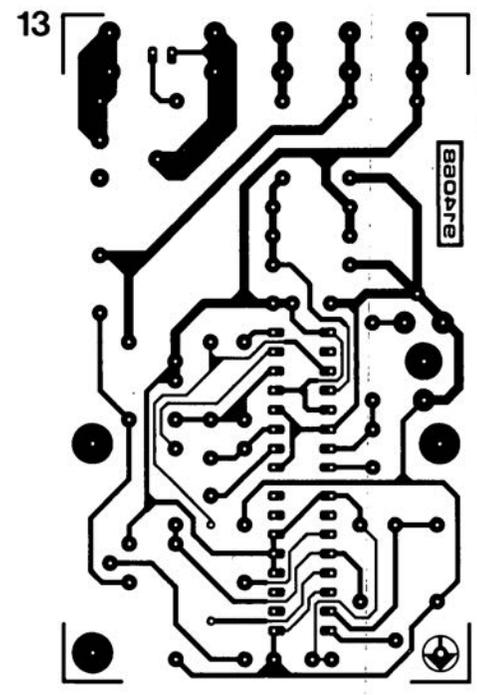
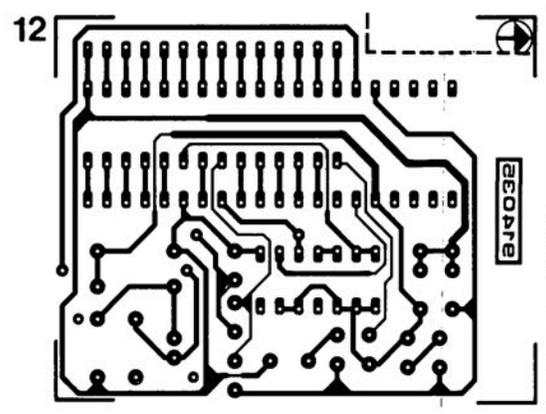
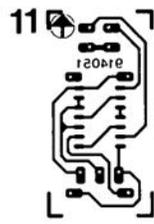
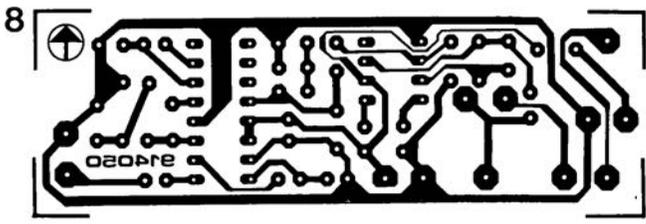


SERVICE

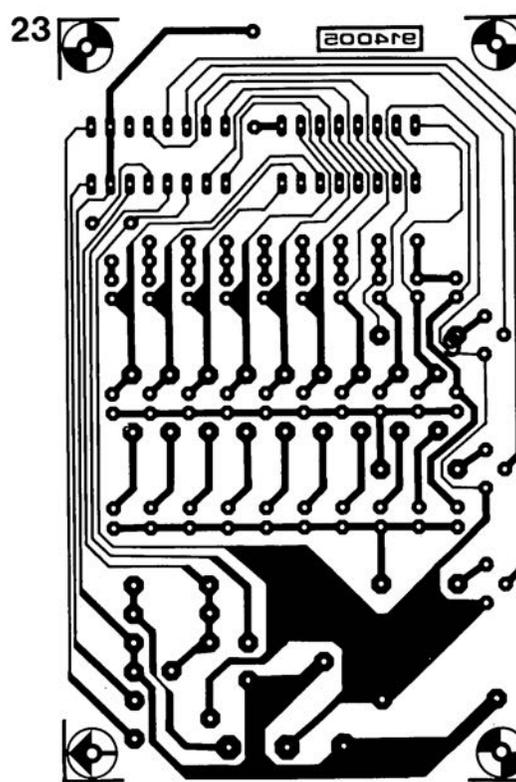
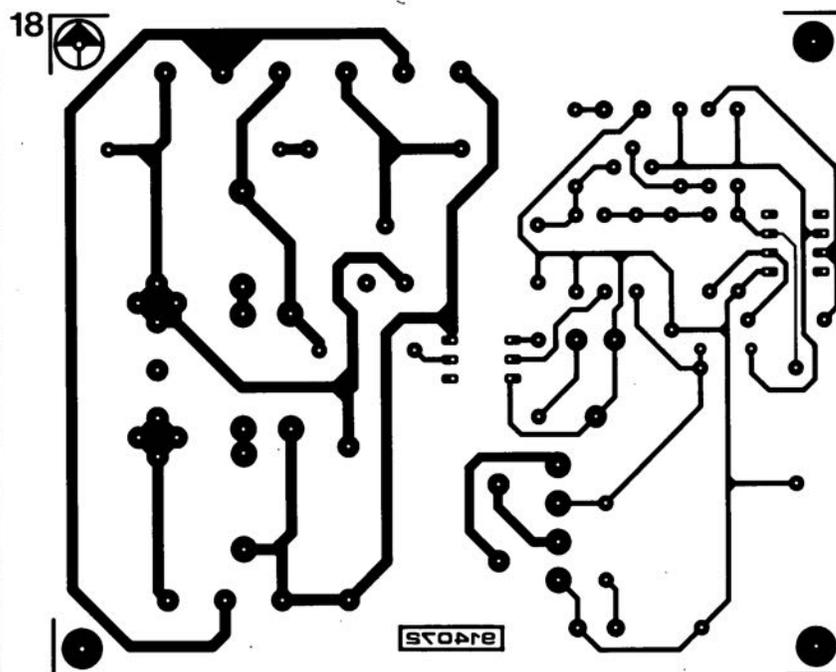
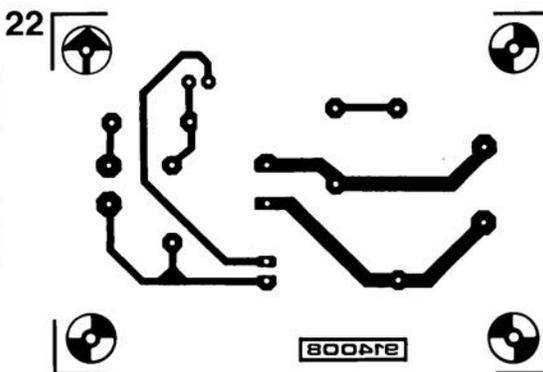
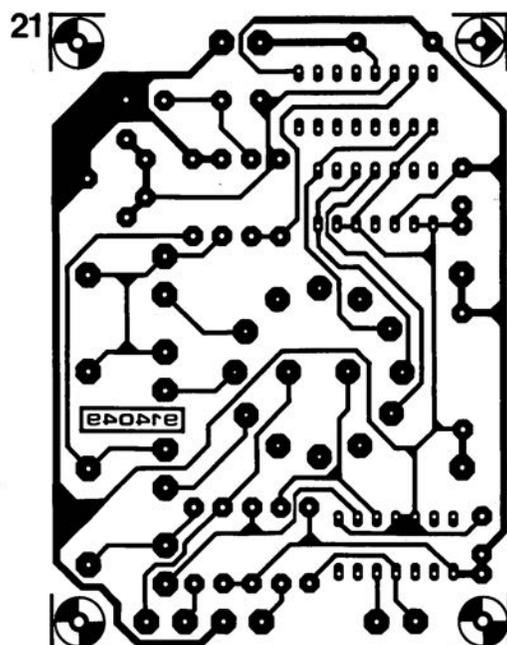
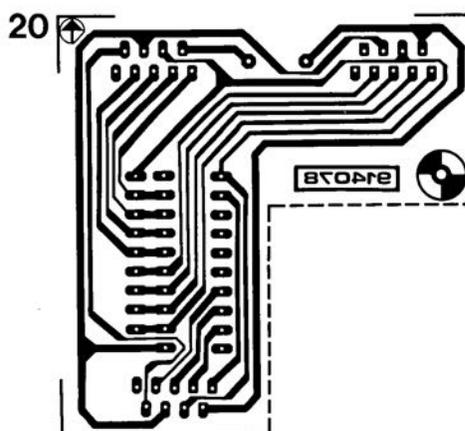
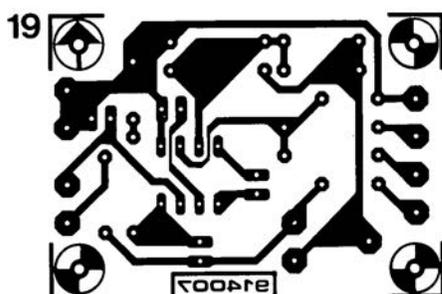
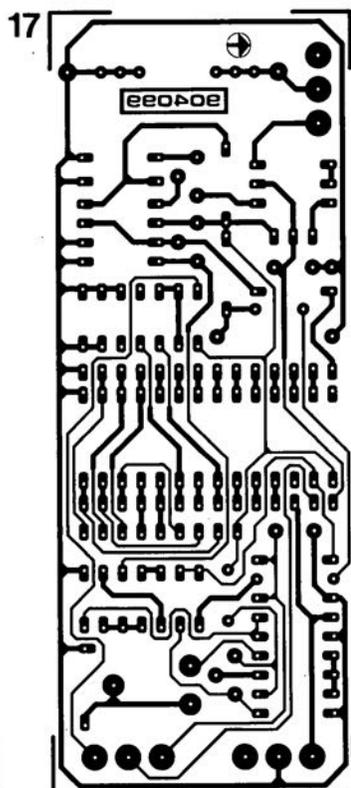
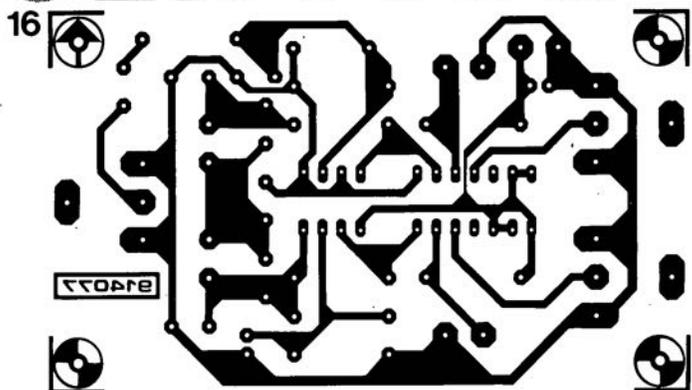
- 1 Commande de lave & essuie-glace
- 2 Protection CC pour haut-parleur
- 3 Amplificateur UHF
- 4 Temporisateur universel
- 5 Indicateur C-D-S pour batterie de voiture
- 6 Inverseur de sens de circulation (2x)
- 7 Module thermométrique LD
- 8 S-mètre pour récepteur à ondes courtes
- 10 Indicateur de puissance de champ: composants
- 11 Indicateur de puissance de champ: plan de masse
- 12 Accélérateur vidéo pour Archimedes
- 12 Adaptateur 1 Mbit pour programmeur d'EPROM
- 13 Circuit de commande automatique pour ventilateur d'automobile
- 14 Triple oscillateur HCMOS à quartz
- 15 Indicateur de crête



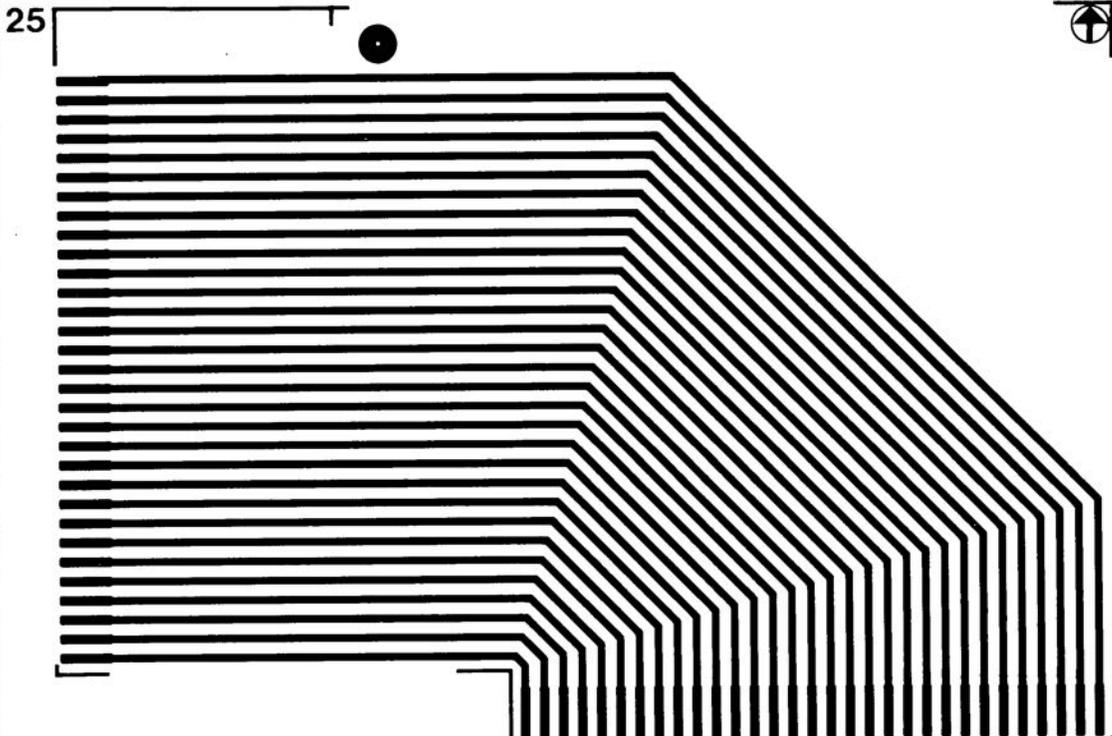
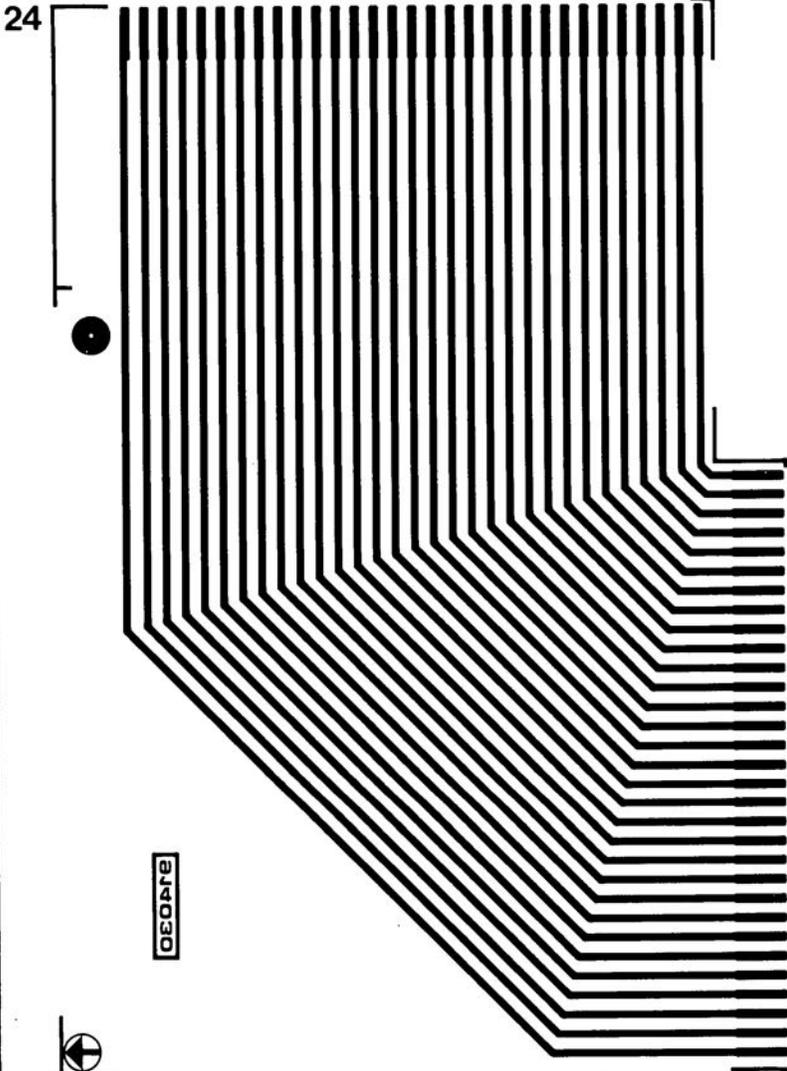
SERVICE



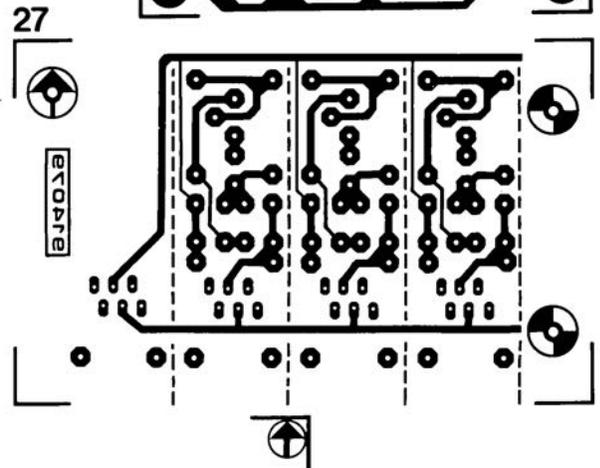
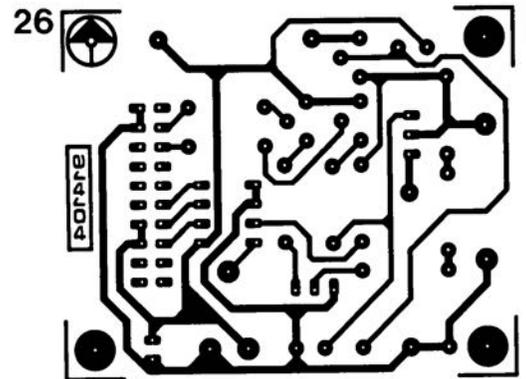
SERVICE



SERVICE



- 16 Séparateur de signaux de synchronisation
- 17 Émulateur de 2764
- 18 Interrupteur-esclave 220 V Version 2.0
- 19 Pont de Wien à alimentation symétrique
- 20 Commutateur souris-manche automatique pour Amiga
- 21 Capacimètre pour petits condensateur
- 22 Relais de sécurité électronique
- 23 Voltmètre numérique à LED
- 24 Carte d'extension de bus pour PC: recto
- 25 Carte d'extension de bus pour PC: verso
- 26 Le SCALP en testeur de capacité d'accu CdNi
- 27 Central téléphonique



021

TEMPORISATEUR D'ÉCLAIRAGE

L'automate décrit ici possède 2 durées de temporisation, que l'utilisateur peut choisir par action sur un bouton-poussoir. Sur notre prototype nous avons opté pour des durées de 5 et 20 mn. L'adaptation à d'autres durées de temporisation est un exercice à la portée de tous nos lecteurs. Il est de plus possible, par une action **triple** sur le bouton-poussoir, de couper l'éclairage concerné.

Une pression sur le bouton-poussoir S1 libère le compteur IC3, via la diode D1 et la porte NAND à trigger de Schmitt IC2b. Cette même action entraîne la charge des condensateurs C3 et C4.

Le relâchement de S1 produit l'application à l'entrée d'horloge de IC3 d'une impulsion fournie, via la résistance R2 et le trigger de Schmitt IC2a, par le condensateur C3; résultat, la sortie QA passe au niveau logique haut, de sorte que le relais Re1 connecté au système est activé par l'intermédiaire du transistor T2 et que

l'éclairage — à une (ou plusieurs) ampoule — relié à cette électronique est mis en fonction.

Simultanément, cette même sortie QA rend passant le transistor T1 qui pont ainsi la résistance de 15 MΩ (R4). Dans ces conditions, le condensateur C4 se décharge via C3.

Une fois que la tension aux bornes de ce condensateur est tombée en-dessous du seuil de déclenchement inférieur de IC2b — après 5 mn environ —, IC3 est réinitialisé et le relais coupe l'éclairage.

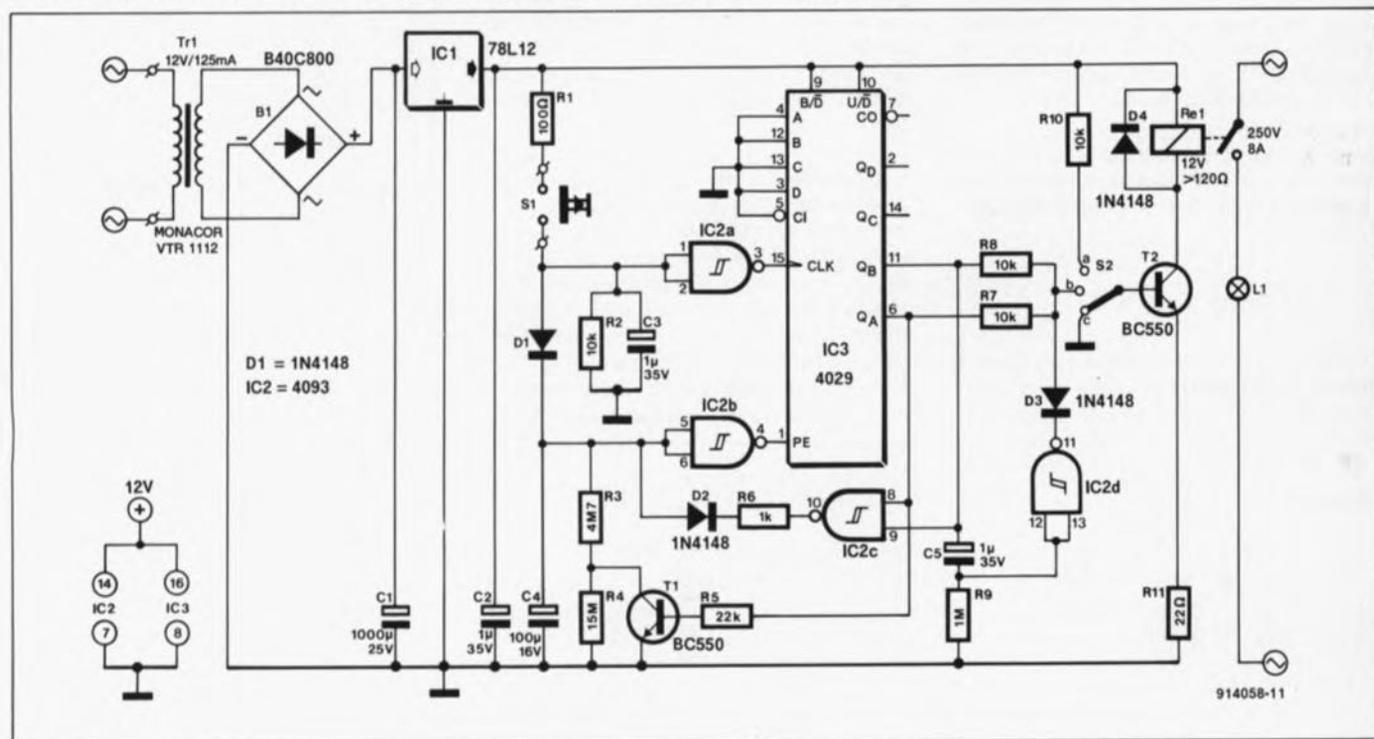
Une action répétée (**double**) sur S1 produit l'application au compteur de 2 impulsions d'horloge, de sorte que c'est la sortie Qb qui passe au niveau haut. Dans ces conditions, le transistor T1 reste bloqué, et C4 doit alors se décharger via les résistances R3 et R4 — ce qui lui prend quelque 20 mn. L'éclairage s'éteint brièvement après la seconde action sur S1 pour signaler le choix de la durée de temporisa-

tion la plus longue. Ce dernier processus est déclenché par le trigger de Schmitt IC2d qui reçoit, lors du passage au niveau haut de la sortie Qb, une impulsion fournie par le réseau RC de différentiation, C5/R9.

Une action **triple** sur S1 entraîne le passage au niveau haut tant de la sortie QA que de la sortie Qb, ce qui se traduit par la mise à zéro de la sortie de IC2b, de sorte que le condensateur C4 peut se décharger instantanément, en conséquence de quoi la lumière s'éteint immédiatement.

Le commutateur rotatif S2 permet, selon la position choisie, soit une mise en fonction continue (position a), soit un arrêt permanent (position c) de l'éclairage. Lorsqu'il est placé en position médiane, b, le sous-ensemble basé sur le relais réagit au circuit de temporisation.

C. Mieslinger



022

CIRCUIT BIFILAIRE D'ASSERVISSEMENT

Les systèmes d'asservissement sont utilisés partout où l'on a besoin d'une télécommande continue et parfaitement définie d'un dispositif mécanique de réglage, telle qu'une antenne rotative ou autres vannes. Le circuit décrit ici permet une précision de positionnement de 2,5% environ et ceci avec un nombre "ridicule" de composants.

Le moteur est pris en série sur un pont de

redressement, D1 à D4, connecté lui, à l'enroulement secondaire du transformateur Tr2, qui a été dimensionné pour répondre aux exigences posées par les caractéristiques électriques du moteur. Nous voyons de plus 2 petits transformateurs de 12 V, Tr1 et Tr3, dont on peut, à l'aide des potentiomètres P1 et P2 respectivement, dériver une partie de la tension alternative qu'ils fournissent.

À travers un réseau constitué par les résis-

tances R3 à R5 et la diode zener D6, le curseur de P1 est relié à la source du transistor VMOS, T1, du type BUZ10. Ici, la jonction source-grille de T1 sert d'indicateur de "zéro".

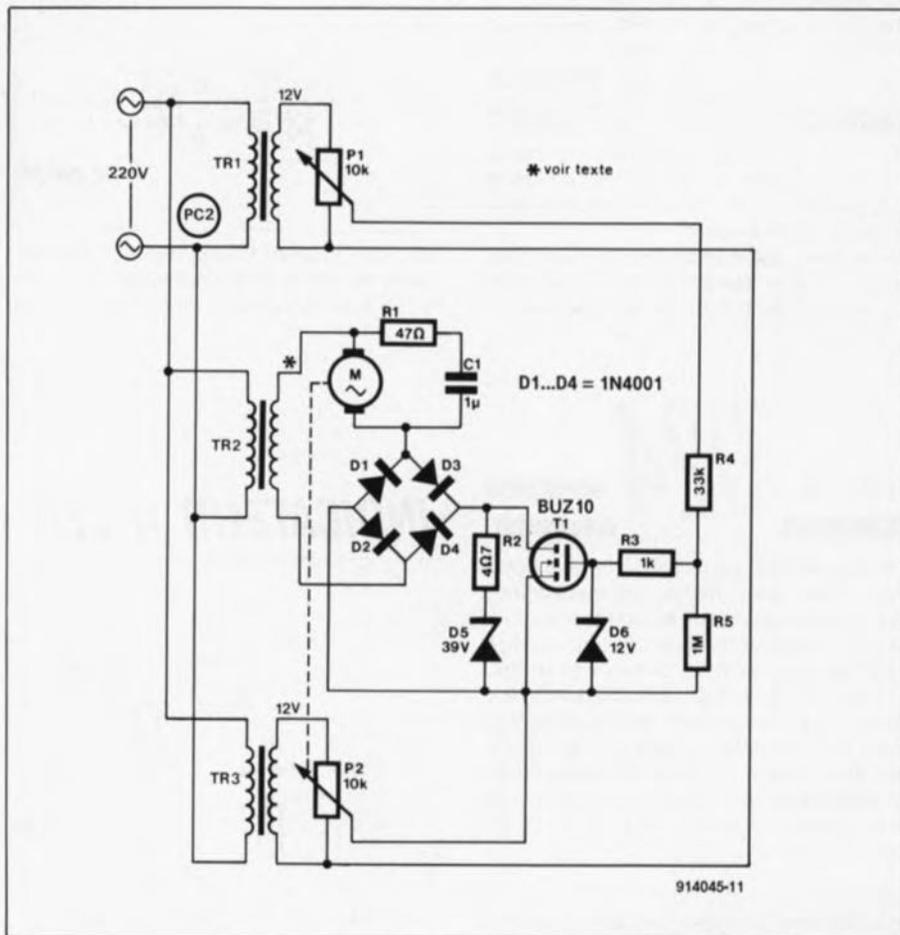
À l'état étalonné, la tension entre les curseurs de P1 et P2 est de 0 V, de sorte que T1 bloque. Comme la boucle de courant à travers le pont de redressement est interrompue à chaque demi-onde, il n'existe

pas de courant traversant le moteur M. Si l'on change maintenant la position du curseur de l'un des potentiomètres, le pont des potentiomètres est déséquilibré. Le sens de rotation du potentiomètre détermine alors pendant laquelle des 2 demi-ondes le transistor T1 devient conducteur. Le courant traverse de ce fait **ou** D4, T1, D1 et le moteur, **ou** le moteur, D3, T1 et D2. Ceci permet de faire tourner le moteur dans les 2 sens.

Si l'on réalise un couplage mécanique entre le curseur du potentiomètre P2 et l'axe du moteur, on a la possibilité de "télécommander" le moteur à l'aide du potentiomètre P1. Il est essentiel, pour ce faire, que les transformateurs et les potentiomètres soient connectés correctement au secteur: en phase, n'est-ce pas.

Le schéma donne la version de sécurité du circuit à connexion bifilaire, doté d'une séparation galvanique, "isolant" le circuit du secteur. Si cependant, on connecte les points de contacts inférieurs des potentiomètres au point PC2, la connexion entre le potentiomètre P1 et le circuit de commande du moteur devient unifilaire, se réduisant à une seule ligne. Dans ces conditions, il est essentiel pourtant de bien isoler l'ensemble du circuit puisqu'il existe maintenant une connexion directe au secteur !

Le circuit tel que nous le proposons a été dimensionné pour un moteur d'essuie-glace 12 V. Si l'on envisage d'utiliser un autre moteur il faudra noter, en ce qui concerne le dimensionnement du transformateur Tr2, que le moteur fonctionne sous un courant continu à demi-périodes. Le trans-



formateur doit, de ce fait, fournir une tension de valeur égale à 1,5 à 2 fois celle de la tension nominale du moteur. Pour le fil utilisé pour l'enroulement secondaire du transformateur on pourra se contenter

d'une section permettant le passage d'un courant égal à la valeur du courant nominal du moteur.

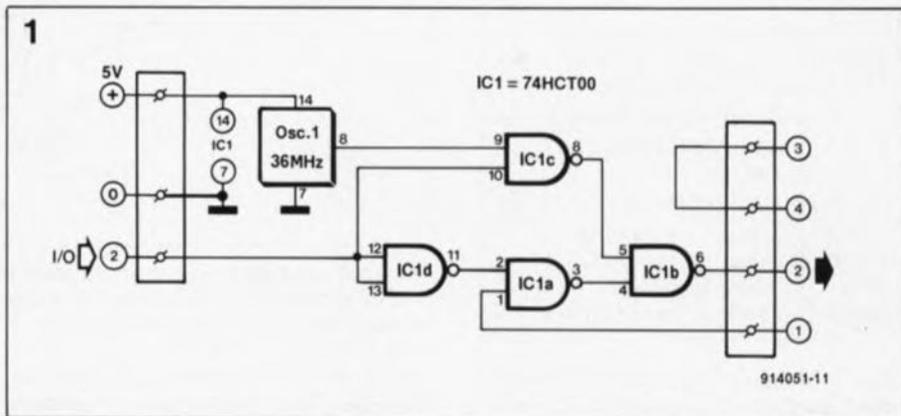
G. Peltz

ACCÉLÉRATEUR VIDÉO POUR ARCHIMEDES

L'Archimedes d'Acorn est réputé pour sa très grande vitesse et ses excellentes caractéristiques graphiques. Nombreux sont de ce fait les programmeurs faisant de leur mieux pour pousser cette machine à ses limites (en vidéo du moins). Comme l'interface vidéo de l'Archimedes comporte un micro-contrôleur programmable, chaque programmeur est libre de concevoir des formats d'écrans inédits. Ceci explique le nombre impressionnant de modes d'écran actuellement disponibles pour cet ordinateur.

Cette interface vidéo si flexible a pourtant un inconvénient. Le circuit de commande vidéo de l'Archimedes ne connaît qu'une seule fréquence d'horloge, à savoir 24 MHz. Plus le nombre de points à visualiser sur l'écran est élevé, plus la fréquence de balayage diminue de ce fait. Un mode d'écran faisant appel à une résolution élevée se traduit pour cette raison par un léger scintillement gênant !

Le circuit à la miniaturisation remarquable objet de cet article, permet de faire passer la fréquence de l'horloge vidéo de 24 MHz à 36 MHz. On notera que le fabri-



cant a lui aussi doté sa nouvelle série d'ordinateurs du type A540 de ce dispositif qui ne comporte rien de plus qu'un oscillateur à quartz intégré et un circuit intégré du type 7400.

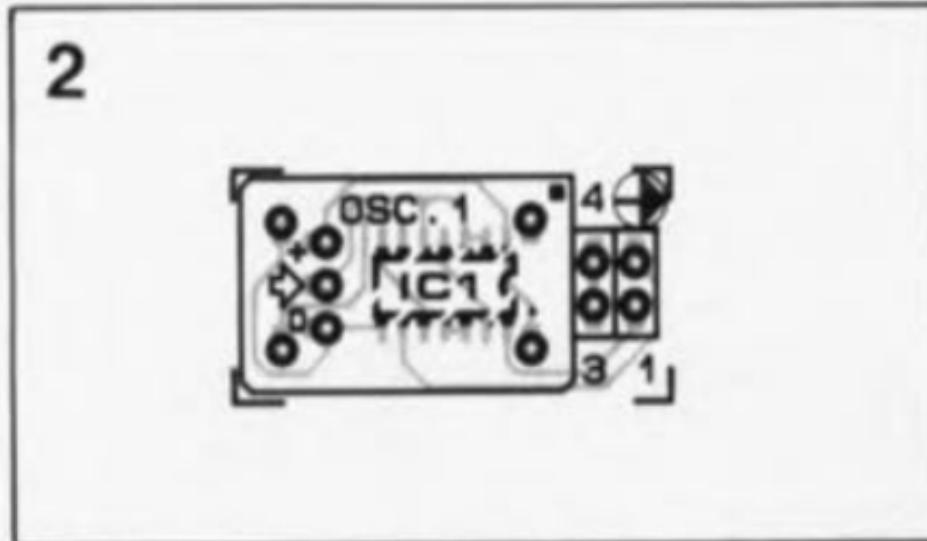
Pour garantir un maintien de la compatibilité de l'ordinateur en toutes circonstances et ce avec quelque logiciel que ce soit, le circuit a été conçu pour être activé ou mis en sommeil à l'aide d'un petit programme. Ce logiciel, disponible dans les

circuits de distribution "shareware" ou "public domain", permet de déterminer très exactement quel mode vidéo exige une fréquence d'horloge élevée.

De part ses dimensions très modestes, il est relativement facile de connecter la mini-platine aux points convenables à l'intérieur de l'Archimedes. L'une des faces de la platine reçoit l'oscillateur à quartz TTL et les 2 petits connecteurs, l'autre le circuit intégré 74HCT00 (en version CMS).

La platine, dotée de ses composants, se fixe sur les 4 broches de PL3 dans un Archimedes de la série A300 ou sur celles de PL4 de la série A400. Pour réaliser la liaison du circuit à la ligne d'entrée/sortie nécessaire au passage d'une fréquence d'horloge à l'autre, on utilise un morceau de fil de câblage souple que l'on connecte à la broche 3 de PL10 sur la platine principale de l'ordinateur.

La tension d'alimentation de l'accélérateur peut être dérivée du connecteur des lignes d'alimentation sur le "*backplane*",



le circuit imprimé comportant les connecteurs d'extension de l'Archimedes. Le logiciel nécessaire au fonctionnement

Liste des composants

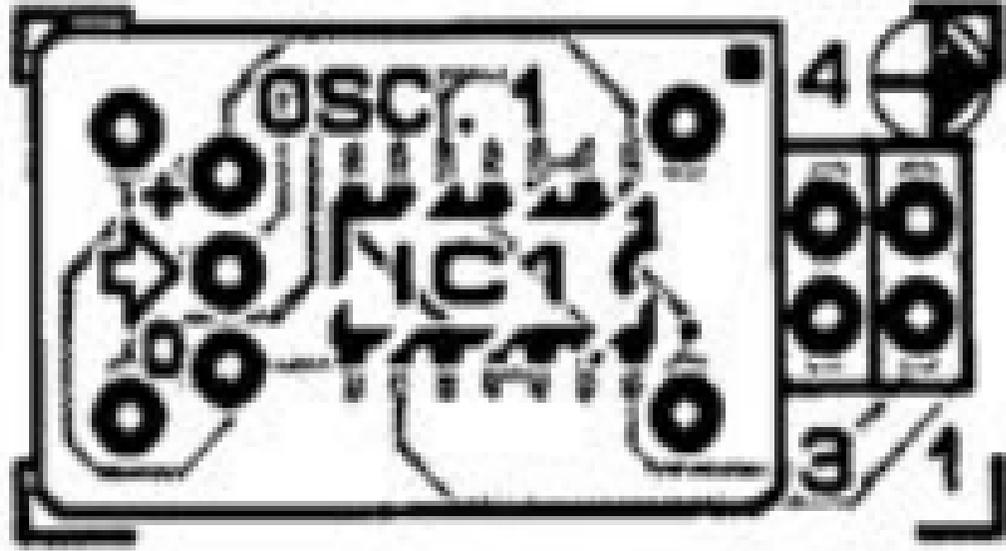
Semi-conducteurs:

IC1 = 74HCT00 (CMS)

Divers:

Osc.1 = oscillateur à quartz, 36 MHz
2 barrettes autosécables à 2 contacts

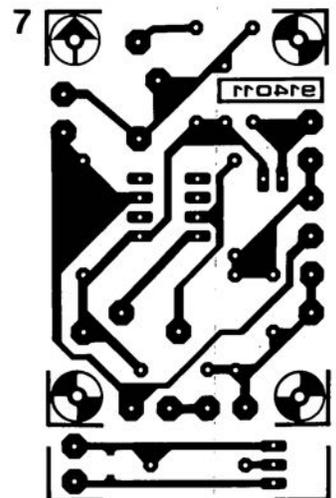
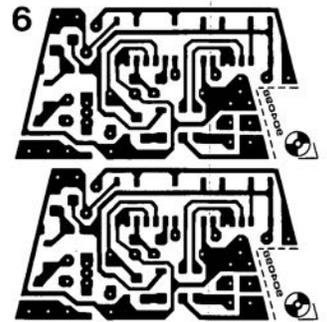
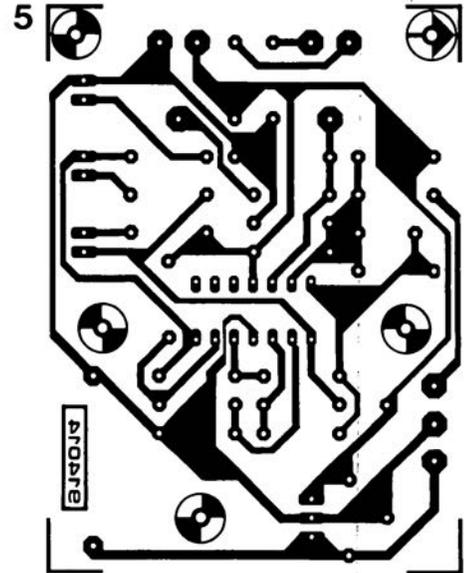
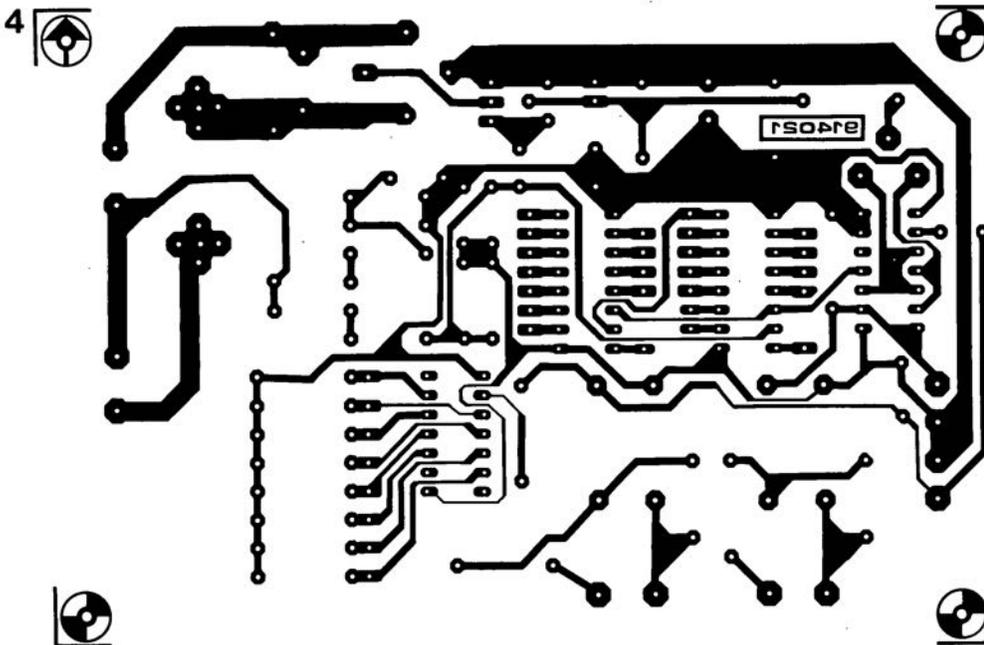
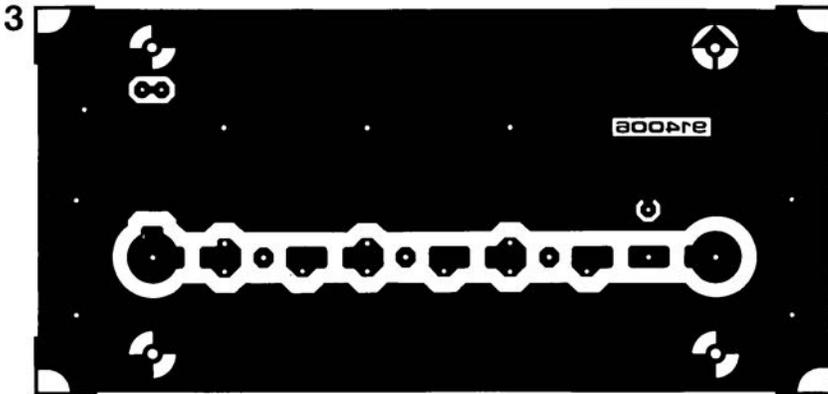
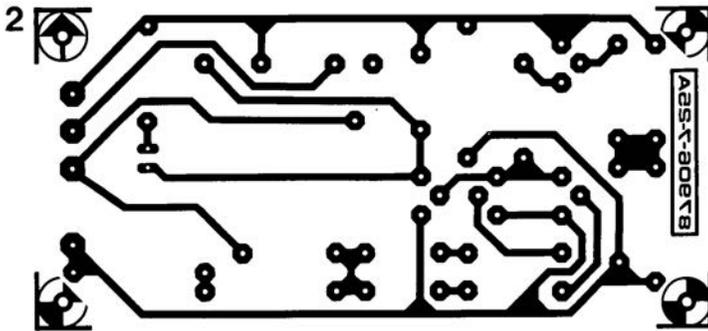
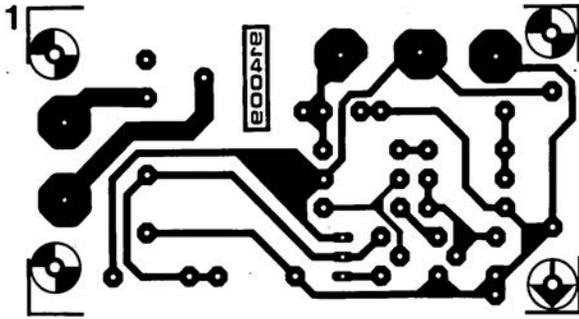
de ce montage est disponible auprès de Publitronic (ESS VIDEOARC, qui vous fera part des conditions de distribution).



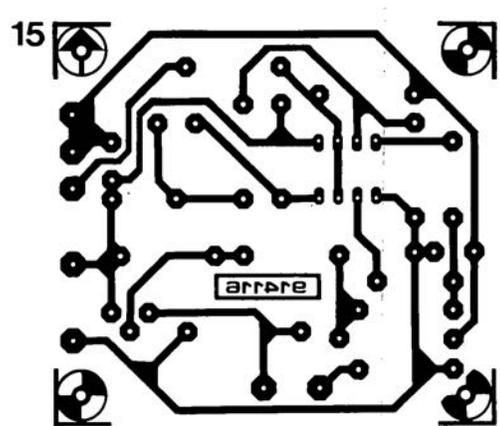
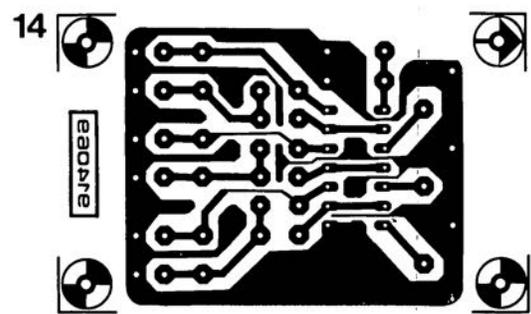
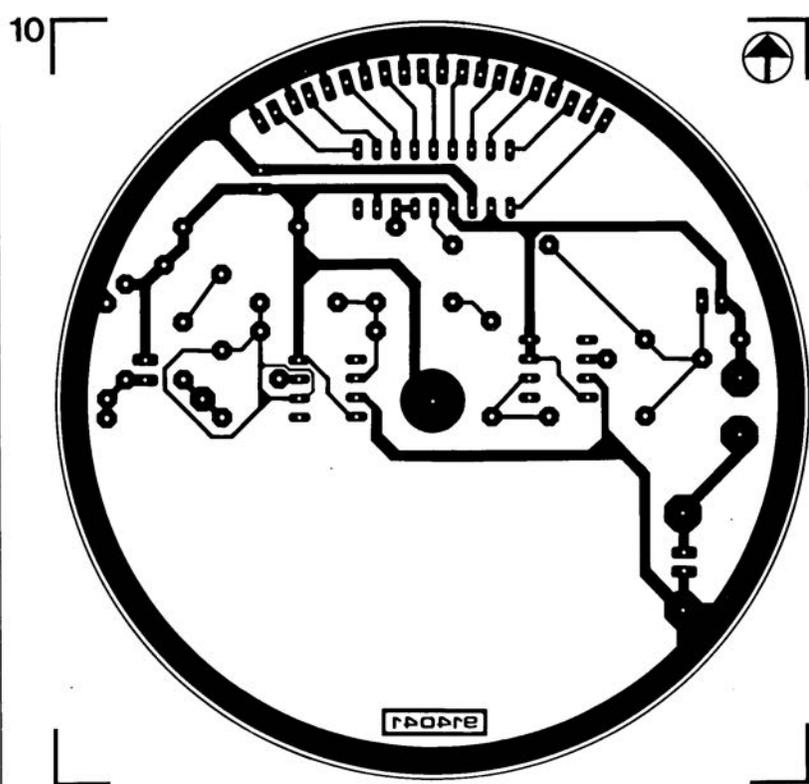
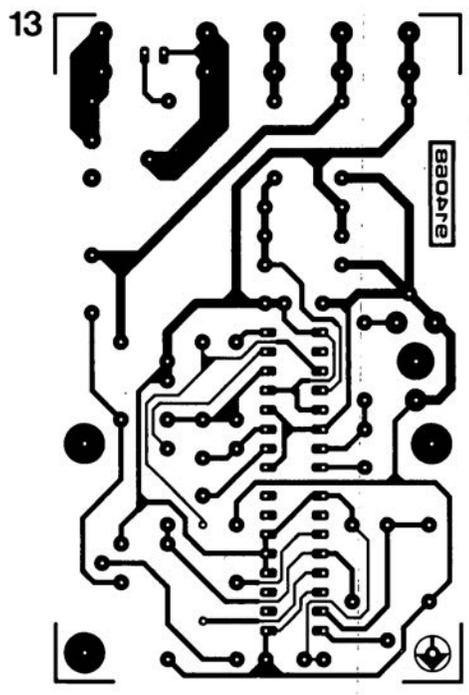
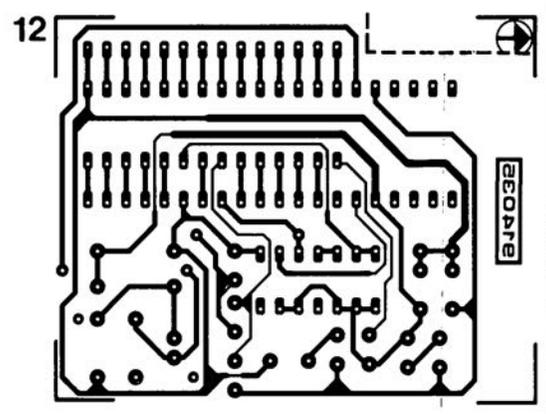
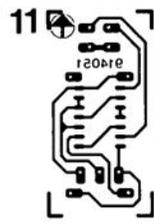
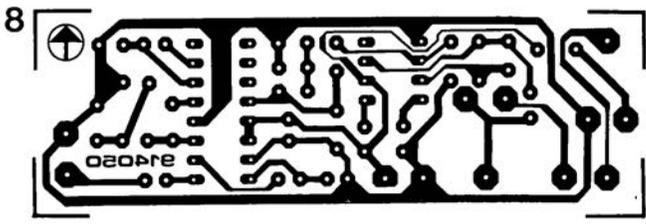
10728

SERVICE

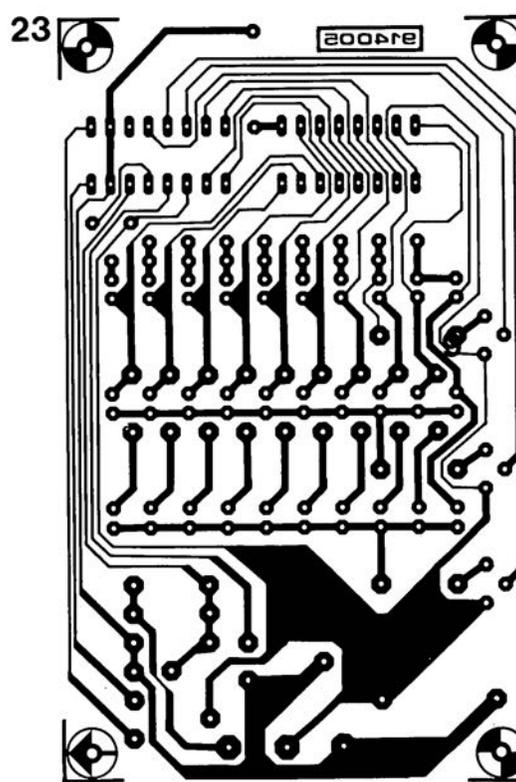
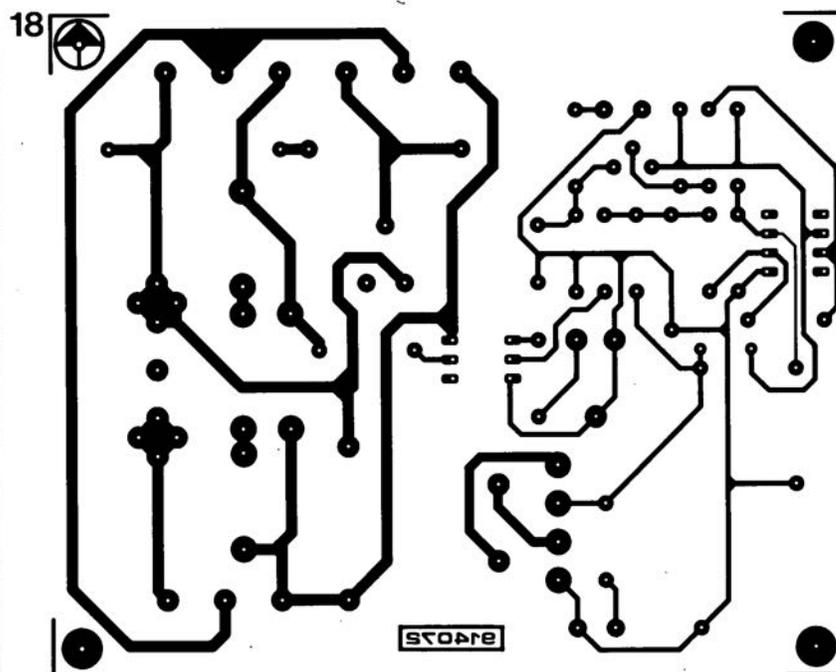
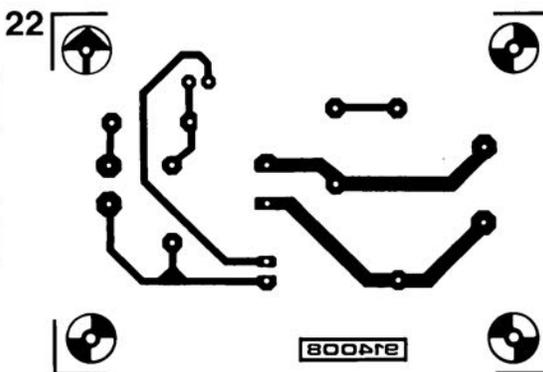
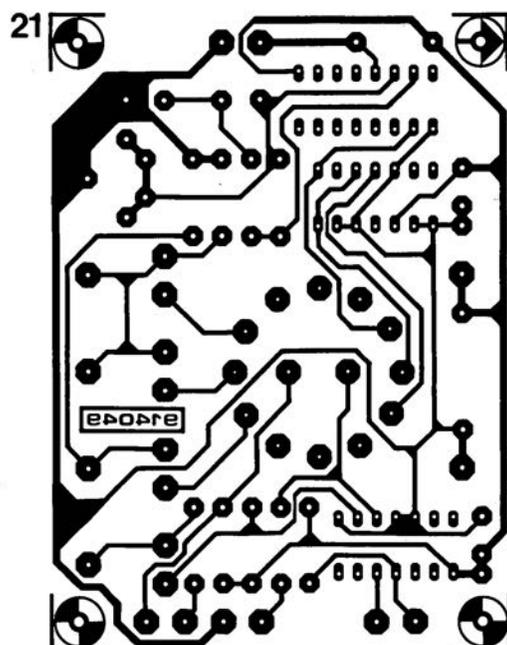
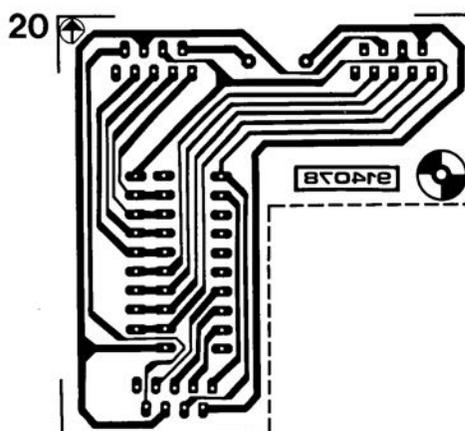
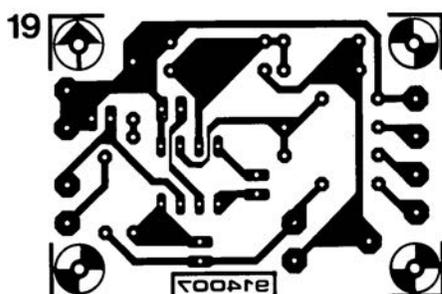
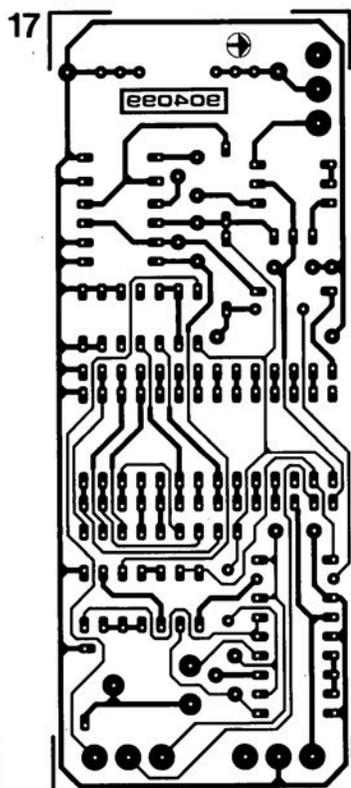
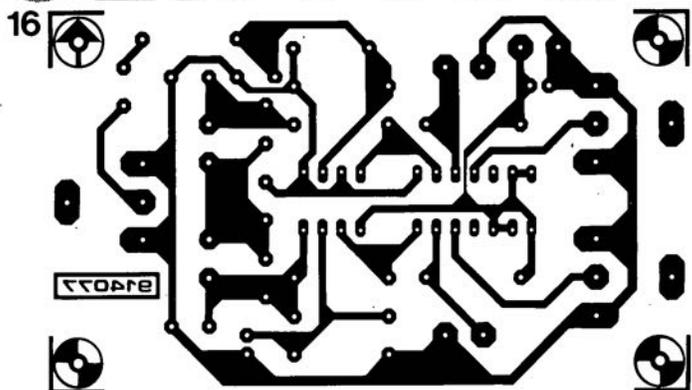
- 1 Commande de lave & essuie-glace
- 2 Protection CC pour haut-parleur
- 3 Amplificateur UHF
- 4 Temporisateur universel
- 5 Indicateur C-D-S pour batterie de voiture
- 6 Inverseur de sens de circulation (2x)
- 7 Module thermométrique LD
- 8 S-mètre pour récepteur à ondes courtes
- 10 Indicateur de puissance de champ: composants
- 11 Indicateur de puissance de champ: plan de masse
- 12 Accélérateur vidéo pour Archimedes
- 12 Adaptateur 1 Mbit pour programmeur d'EPROM
- 13 Circuit de commande automatique pour ventilateur d'automobile
- 14 Triple oscillateur HCMOS à quartz
- 15 Indicateur de crête



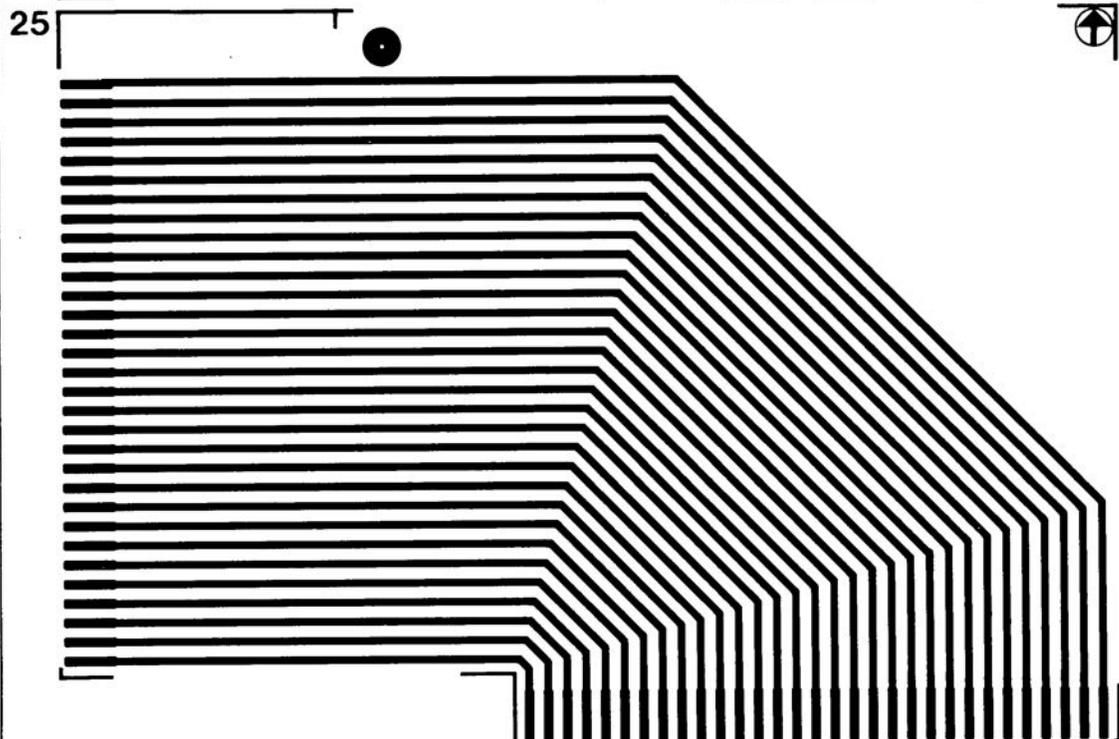
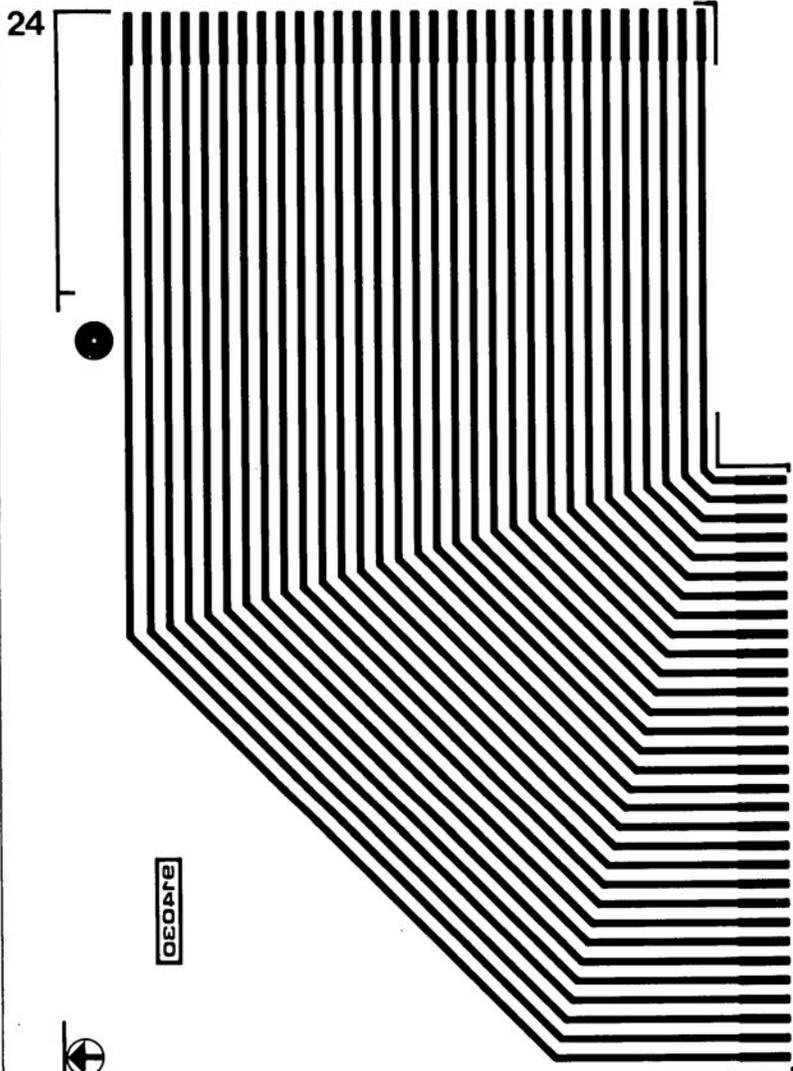
SERVICE



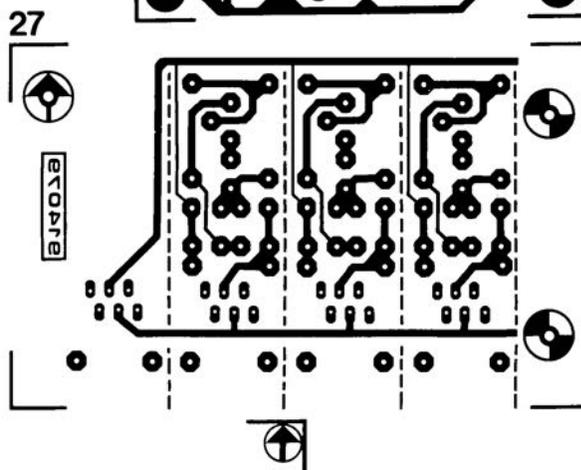
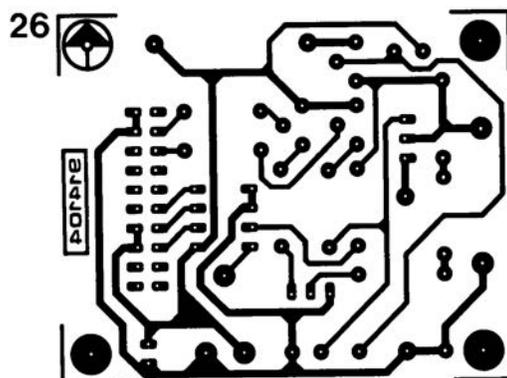
SERVICE



SERVICE



- 16 Séparateur de signaux de synchronisation
- 17 Émulateur de 2764
- 18 Interrupteur-esclave 220 V Version 2.0
- 19 Pont de Wien à alimentation symétrique
- 20 Commutateur souris-manche automatique pour Amiga
- 21 Capacimètre pour petits condensateur
- 22 Relais de sécurité électronique
- 23 Voltmètre numérique à LED
- 24 Carte d'extension de bus pour PC: recto
- 25 Carte d'extension de bus pour PC: verso
- 26 Le SCALP en testeur de capacité d'accu CdNi
- 27 Central téléphonique

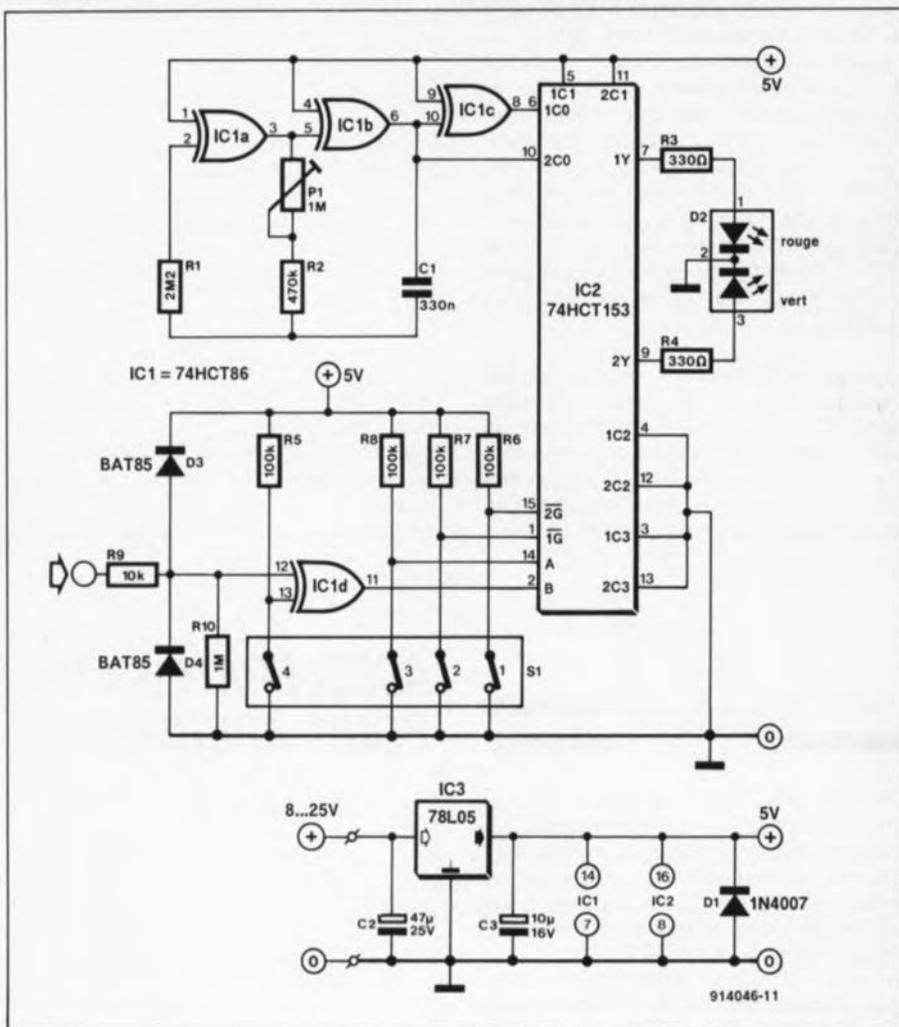


INDICATEUR À LED PROGRAMMABLE

Le dispositif de visualisation le plus populaire dans le petit monde de l'électronique d'aujourd'hui est sans le moindre doute la diode électroluminescente, en abrégé, LED, du nom de l'un de nos concurrents et néanmoins amis. Les différentes versions de ce composant se distinguent et par leur couleur (rouge, verte, jaune, bleue, bicolore), d'autres caractéristiques physiques de forme (ronde, rectangulaire, triangulaire) et électriques (clignotante par exemple).

Tableau des positions des interrupteurs de programmation			
S1-1	S1-2	S1-2	mode de fonctionnement de la LED
fermé	fermé	fermé	clignotante rouge/verte
fermé	fermé	ouvert	rouge/verte
fermé	ouvert	fermé	clignotante verte
fermé	ouvert	ouvert	verte
ouvert	fermé	ouvert	clignotante rouge
ouvert	ouvert	fermé	rouge
ouvert	ouvert	ouvert	éteinte
S1-4	niveau de l'entrée	LED	
ouvert	bas	hors-service	
ouvert	haut	active	
fermé	bas	active	
fermé	haut	hors-service	

Dans la pratique, ces petits "points lumineux" sont souvent maltraités. Les marques visibles les plus communes des mauvais traitements que l'on fait subir à ces pauvres composants sont nombreuses: broches raccourcies en dépit du bon sens, application d'un courant trop important et autres contacts destructeurs avec une pointe de fer à souder vengeresse. Dans la quasi-totalité des laboratoires d'électronique professionnelle on trouve, caché quelque part, un petit tiroir ou autre boîtier contenant les cadavres des LED maltraitées.



Le circuit proposé dans cet article mettra fin à ce gaspillage, bien souvent inévitable au cours des étapes de développement; il permettra en outre d'adapter le type de la visualisation par LED aux besoins du montage en cours de réalisation - clignotement ou non, couleur rouge, verte, etc.

Mentionner que notre circuit est basé sur la LED bicolore D2 est presque une Lapalissade. Le mode d'illumination de cette LED à l'activation de l'entrée du circuit, dépend de la position des interrupteurs de programmation S1-1 à S1-3. L'interrupteur S1-4 permet de définir le niveau du signal d'entrée auquel réagira le circuit: niveau haut ou niveau bas.

La résistance R9 et les diodes D3 et D4, protègent l'entrée contre des tensions trop élevées. À condition que les interrupteurs de programmation S1-1 à S1-3 se trouvent dans la position requise, l'oscillateur réalisé à l'aide de IC1a et IC1b fournit la fréquence, ajustable par l'intermédiaire de P1, appliquée à la LED à travers le multiplexeur IC2.

Le tableau fournit une vue générale de toutes les possibilités de programmation et les positions à donner aux interrupteurs de programmation.

La tension d'alimentation du circuit doit être comprise entre 8 et 25 V. Dans le cas d'une tension d'alimentation de 25 V sa consommation est de 30 mA environ.

025

INVERSEUR DE SENS DE CIRCULATION

POUR TRAIN MINIATURE

De nombreux amateurs de modélisme ferroviaire trouvent le système d'inversion du sens de circulation mécanique des trains de la série H0 de Märklin et autres fabricants primitif et peu fiable. Le système est basé sur des moteurs à courant alternatif et un dispositif d'inversion mécanique basé sur un électro-aimant miniature.

La vitesse du moteur est fonction de la tension régnant sur la voie, élément dont la valeur peut varier entre 4 et 16 V environ. Si l'on tourne le bouton de commande de la vitesse en butée dans le sens anti-horaire on aura une augmentation brève de la tension de voie jusqu'à 24 V. Si tout se passe pour le mieux, cette situation se traduira par l'activation de l'électro-aimant dans la locomotive qui vaincra la résistance présentée par un petit ressort.

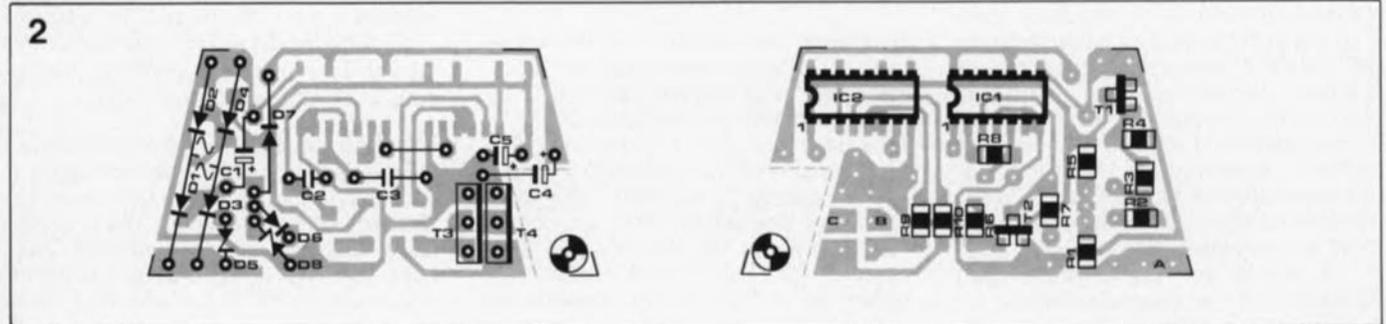
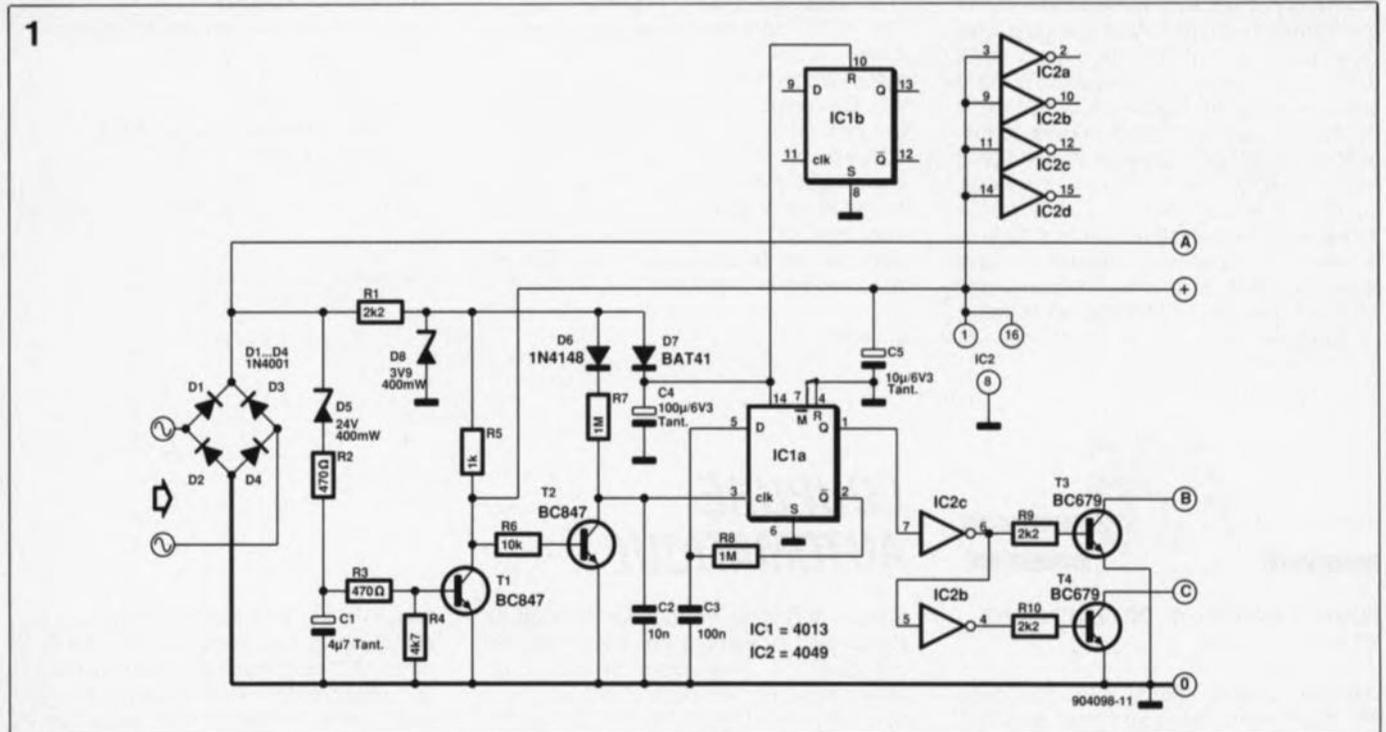
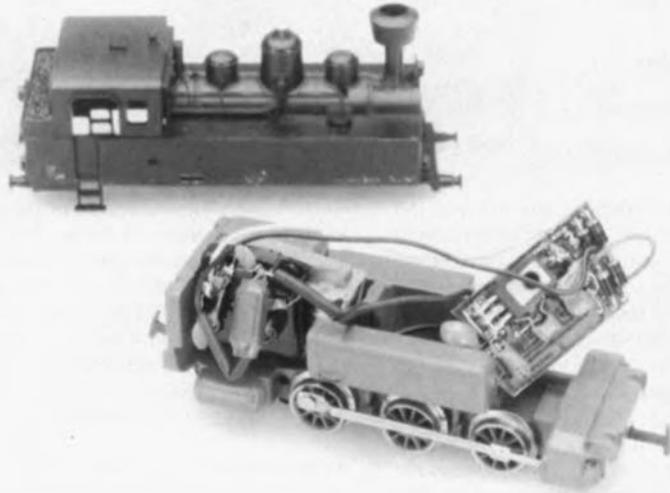
En pratique cette technique d'inversion du sens de la marche d'un convoi miniature est très délicate sachant que la tension (mécanique) du ressort constitue un facteur critique. Il n'est pas rare que l'impulsion de tension n'active pas la mécanique d'inversion et fasse au contraire accélérer la locomotive avec pour résultat un déraillement dans le prochain virage. Si au

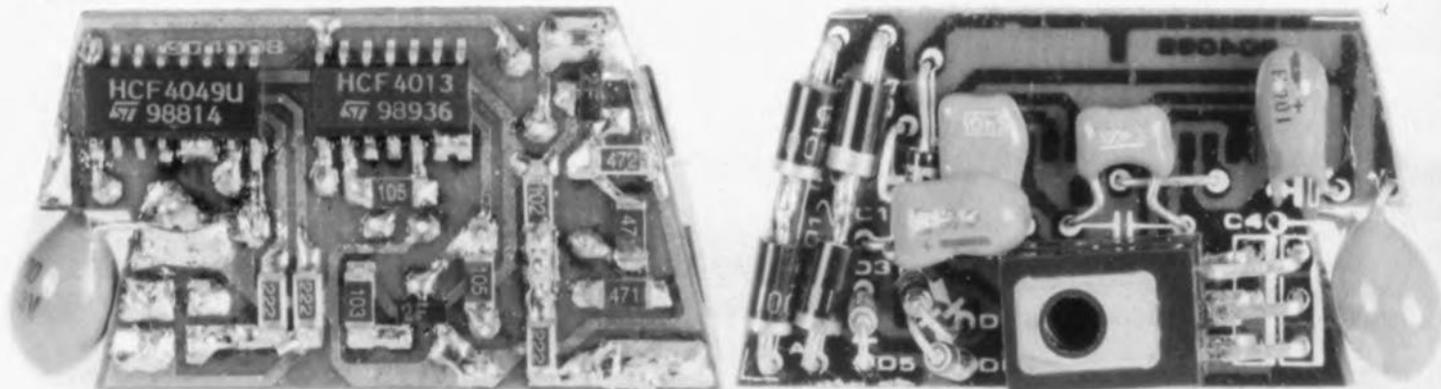
contraire le ressort est trop mou, il peut arriver qu'une locomotive fonçant à pleine vitesse passe brutalement en marche arrière avec toutes les conséquences désastreuses que l'on peut imaginer.

Étant devenu conscient, voici une dizaine d'années, des inconvénients du dispositif d'inversion commandé en tension, Märklin a proposé une alternative électronique prenant la forme d'une diode zener asso-

ciée à 2 transistors. Cette approche présentait 2 inconvénients: un prix élevé et une quasi-impossibilité de monter ces composants dans les locomotives existantes, de sorte que nombreux furent les modélistes à reculer devant cette opération.

Sur les systèmes d'inversion 100%-électroniques développés ces dernières années, le sens de déplacement de





la locomotive est mémorisé dans une minuscule pile-bouton. Cette solution tient à la nécessité de sauvegarder l'information même en l'absence de tension d'alimentation lorsque la locomotive est à l'arrêt. Le circuit proposé ici utilise un condensateur au tantale de 100 μ F capable de maintenir le circuit de commande sous tension jusqu'à 8 heures.

De l'avis de l'auteur de ce montage la solution condensateur est plus élégante et moins discutable écologiquement qu'une pile. Une grande partie des composants utilisés dans ce montage sont du type CMS (Composant pour Montage en Surface), l'ensemble réduisant la consommation à un minimum difficile à égaler.

En cas d'inactivité du circuit, les transistors T1 et T2 sont bloqués, les entrées de IC1, une bascule bistable du type 4013, ne sont pas connectées. Le sens de circulation le plus récent de la locomotive est mémorisé par le bistable. Lorsque la locomotive bouge, la diode D5 est non-passante, bloquant ainsi le transistor T1. Le 4049, IC2, est alimenté sous quelque 3,5 V via la résistance R5 de manière à permettre la commande des transistors *drivers* du moteur, T3 et T4. Le transistor T2 conduit et fournit à IC1a une impulsion d'horloge. Lorsque la tension de voie grimpe à 24 V, T1 est mis en conduction privant IC2 de sa tension d'alimentation. T2 bloque et, via la diode D6 et la résistance R7 fournit une nouvelle impulsion d'horloge au bistable. Le transistor actif, T3 ou T4, change, de

sorte que le moteur change de direction de façon parfaitement fiable. Sachant que le moteur de la locomotive est alimenté en continu, une fois ce circuit mis en place, vous pourrez envisager d'en profiter pour procéder à l'isolation des feux de la locomotive par rapport au châssis et mettre en place des diodes pour coupler l'éclairage à la commande de direction.

Pour faciliter la réalisation de ce montage nous vous proposons le dessin du circuit imprimé (double face) et 3 photographies. Les dimensions et l'encombrement du circuit imprimé sont tels qu'il pourra prendre la place du relais qu'il vous faudra extraire de la locomotive avec toutes les précautions d'usage. Aucune partie du circuit ne doit être en contact avec le châssis métallique de la locomotive sous peine d'une destruction rapide des composants présents sur la platine.

Les points du circuit imprimé marqués "B" et "C" sont reliés aux connexions du moteur, le point "A" l'étant à la connexion reliée précédemment au contact basculant. Ce contact et le châssis de la locomotive sont reliés aux entrées du pont de redressement. De par ses faibles dimensions, nous avons prévu 5 exemplaires de ce circuit sur chaque platine. Vous pourrez ainsi réaliser 5 dispositifs d'inversion du sens de circulation avec chacun des circuits imprimés proposés.

C. Wolff

Liste des composants:

Résistances:

(sont toutes du type CMS)

R1,R9,R10 = 2k Ω 2

R2,R3 = 470 Ω

R4 = 4k Ω 7

R5 = 1 k Ω

R6 = 10 k Ω

R7,R8 = 1 M Ω

Condensateurs:

C1 = 4 μ F/16 V tantale

C2 = 10 nF céramique

C3 = 100 nF céramique

C4 = 100 μ F/6V3 tantale

C5 = 10 μ F/6V3 tantale

Semi-conducteurs:

D1 à D4 = 1N4001

D5 = diode zener 24 V/400 mW

D6 = 1N4148

D7 = BAT41

D8 = diode zener 3V9/400 mW

T1,T2 = BC846B (version CMS)

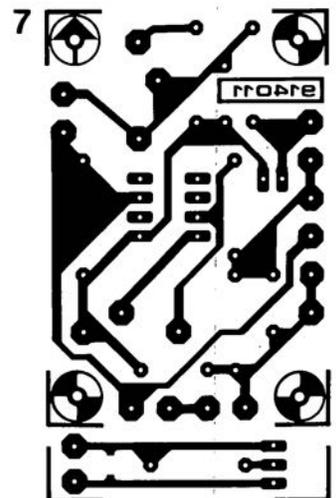
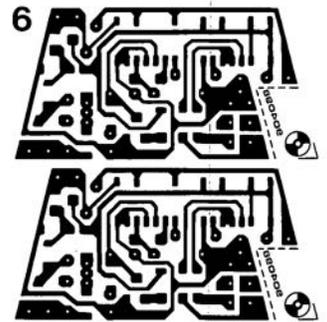
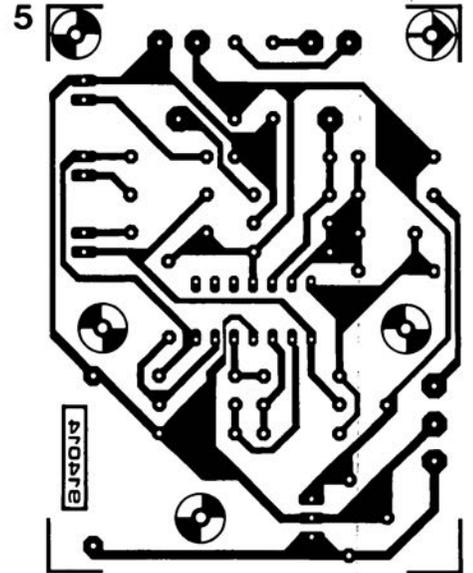
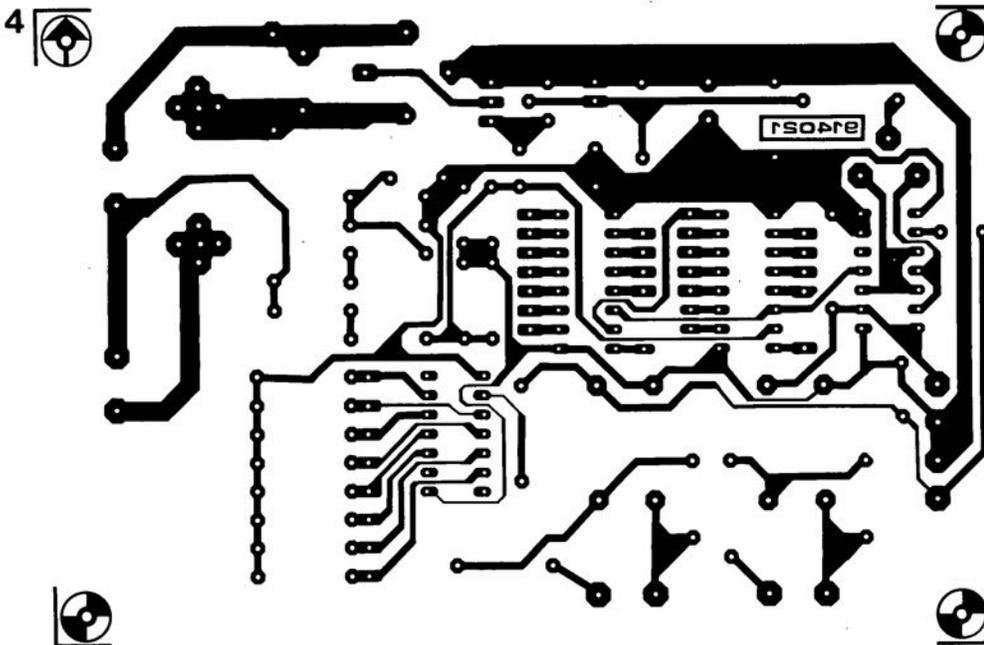
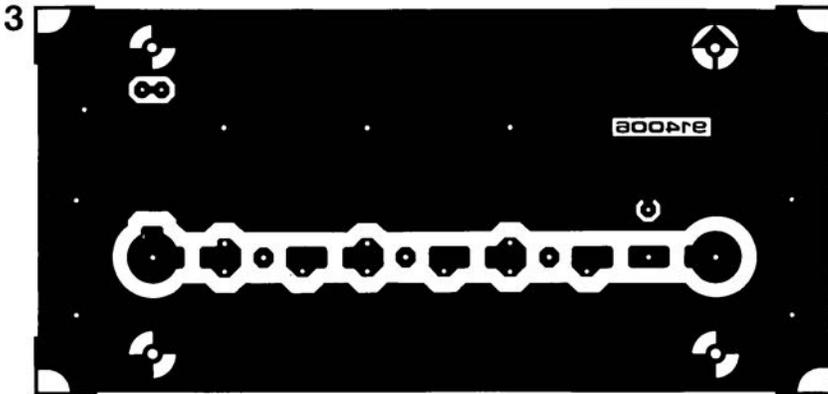
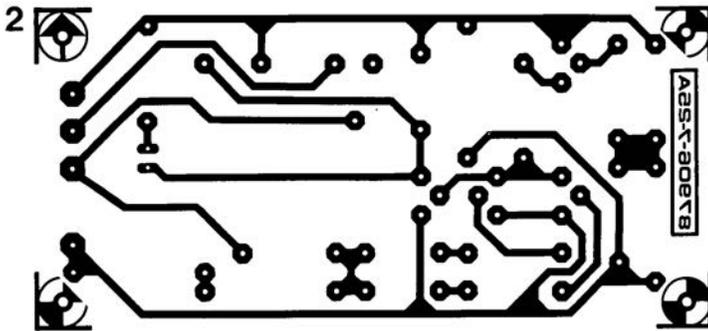
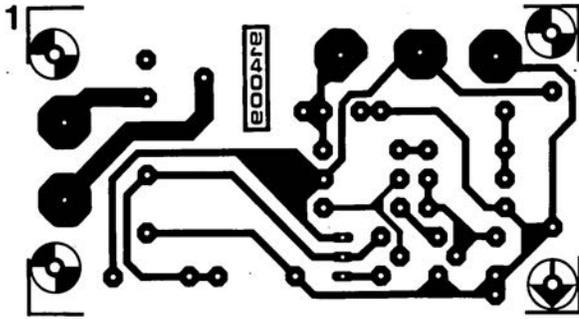
T3,T4 = BD679

IC1 = 4013 (version CMS)

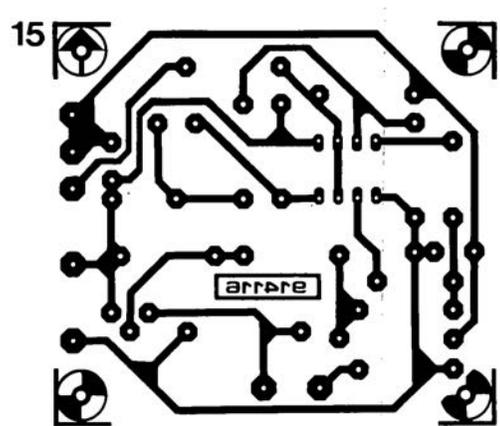
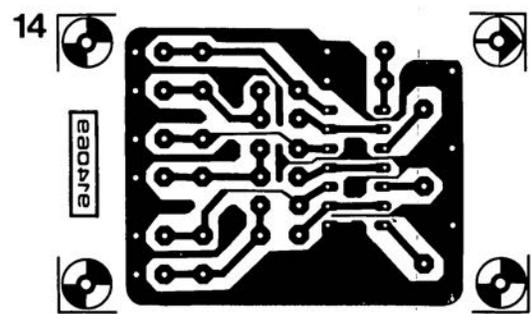
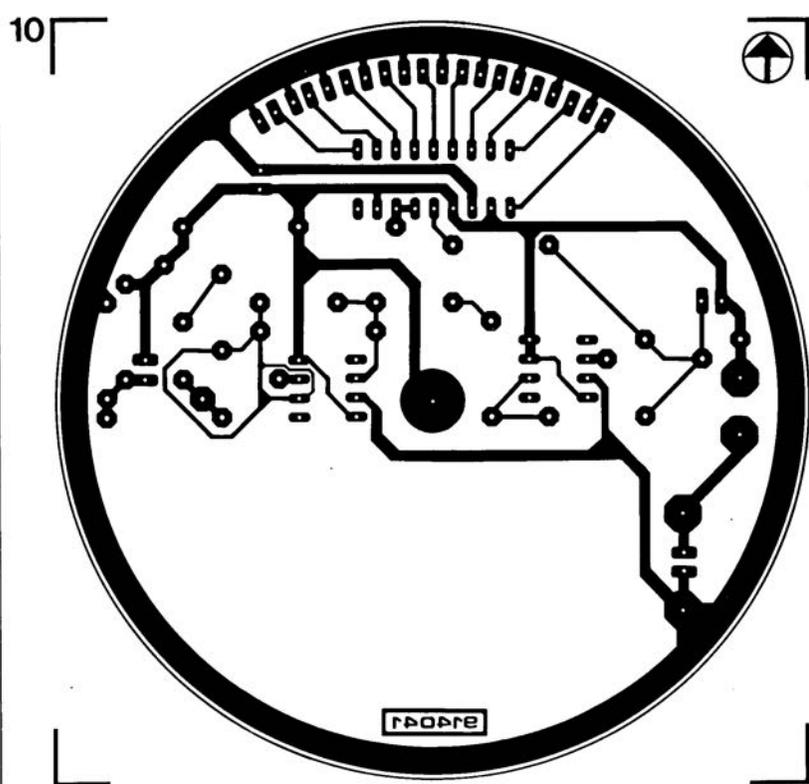
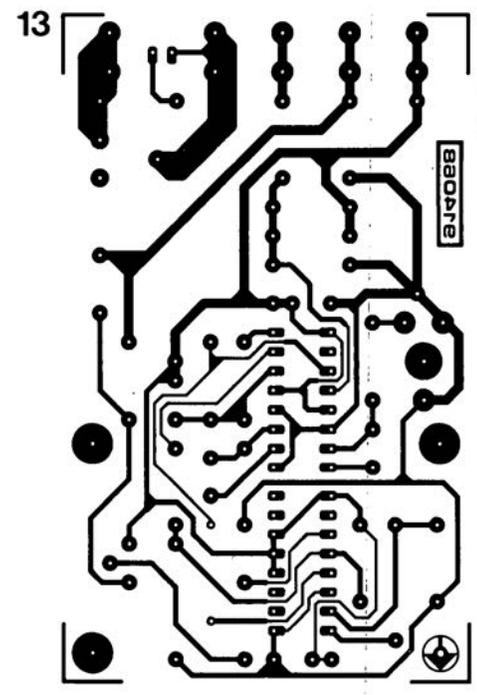
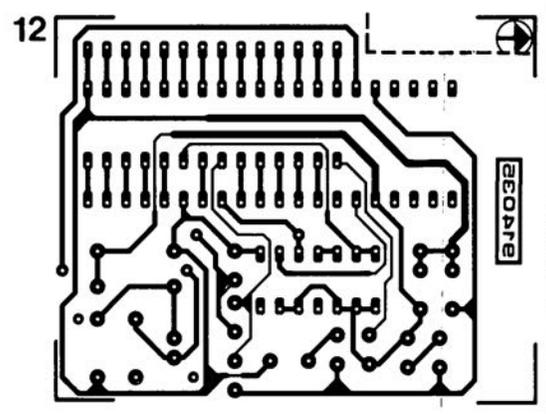
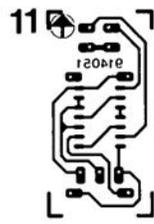
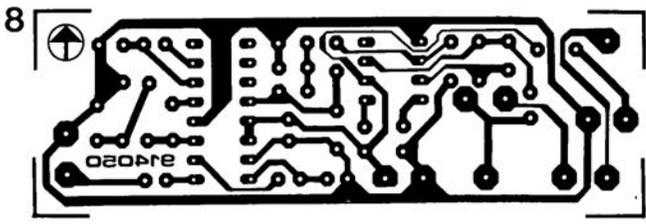
IC2 = 4049 (version CMS)

SERVICE

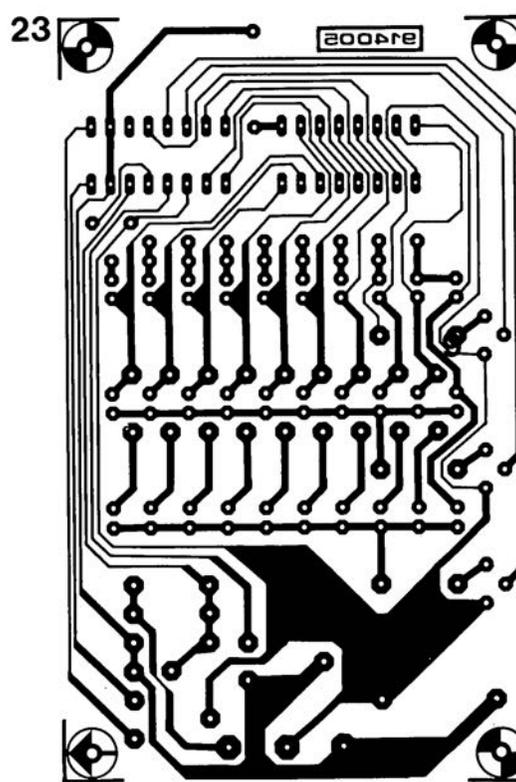
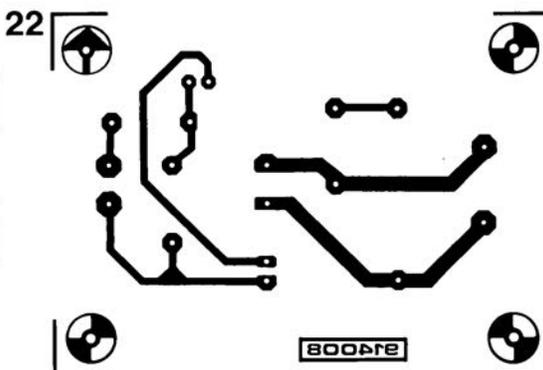
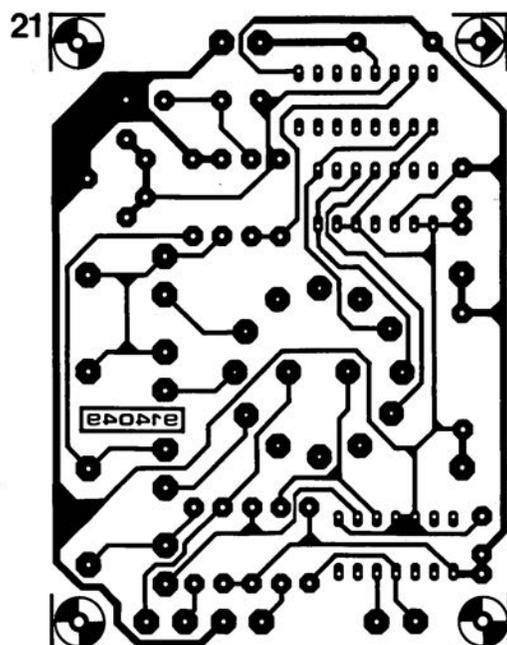
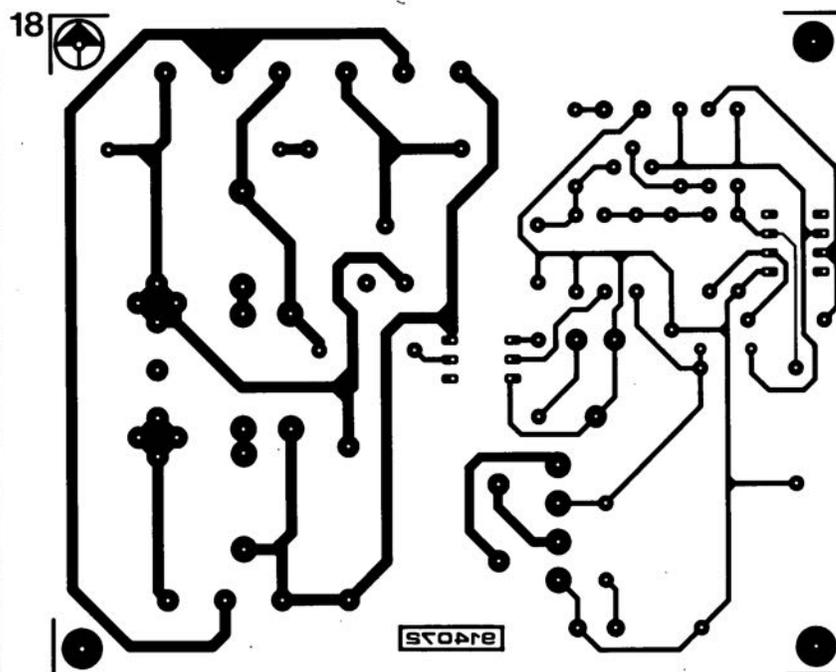
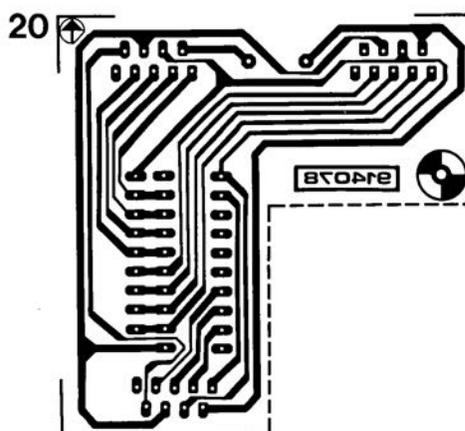
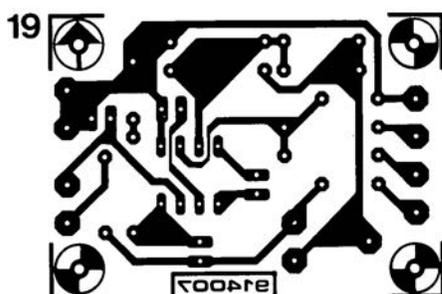
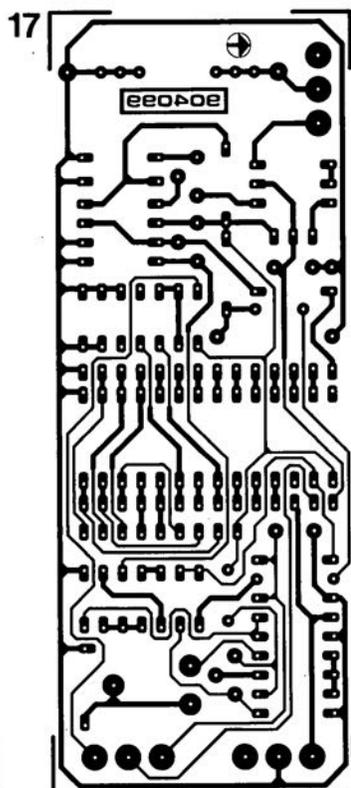
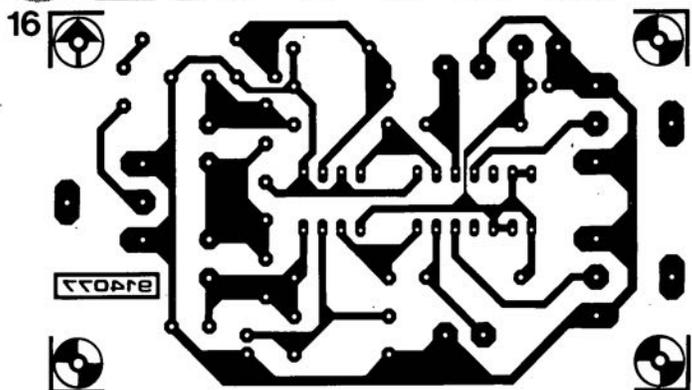
- 1 Commande de lave & essuie-glace
- 2 Protection CC pour haut-parleur
- 3 Amplificateur UHF
- 4 Temporisateur universel
- 5 Indicateur C-D-S pour batterie de voiture
- 6 Inverseur de sens de circulation (2x)
- 7 Module thermométrique LD
- 8 S-mètre pour récepteur à ondes courtes
- 10 Indicateur de puissance de champ: composants
- 11 Indicateur de puissance de champ: plan de masse
- 12 Accélérateur vidéo pour Archimedes
- 12 Adaptateur 1 Mbit pour programmeur d'EPROM
- 13 Circuit de commande automatique pour ventilateur d'automobile
- 14 Triple oscillateur HCMOS à quartz
- 15 Indicateur de crête



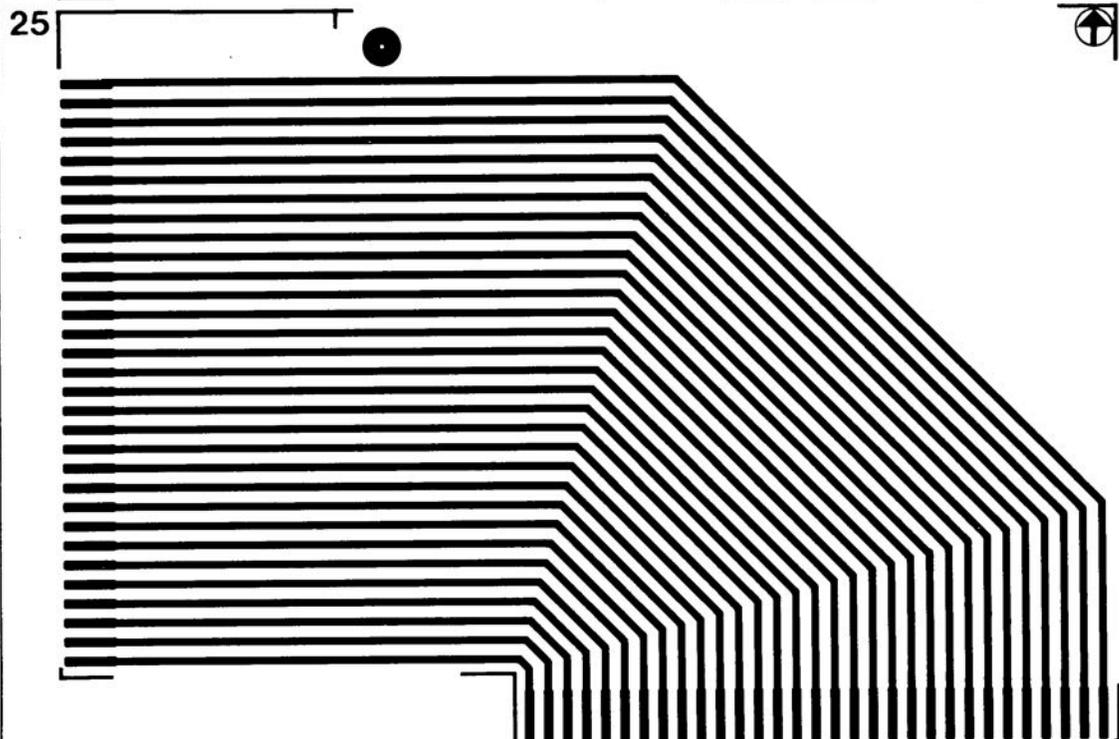
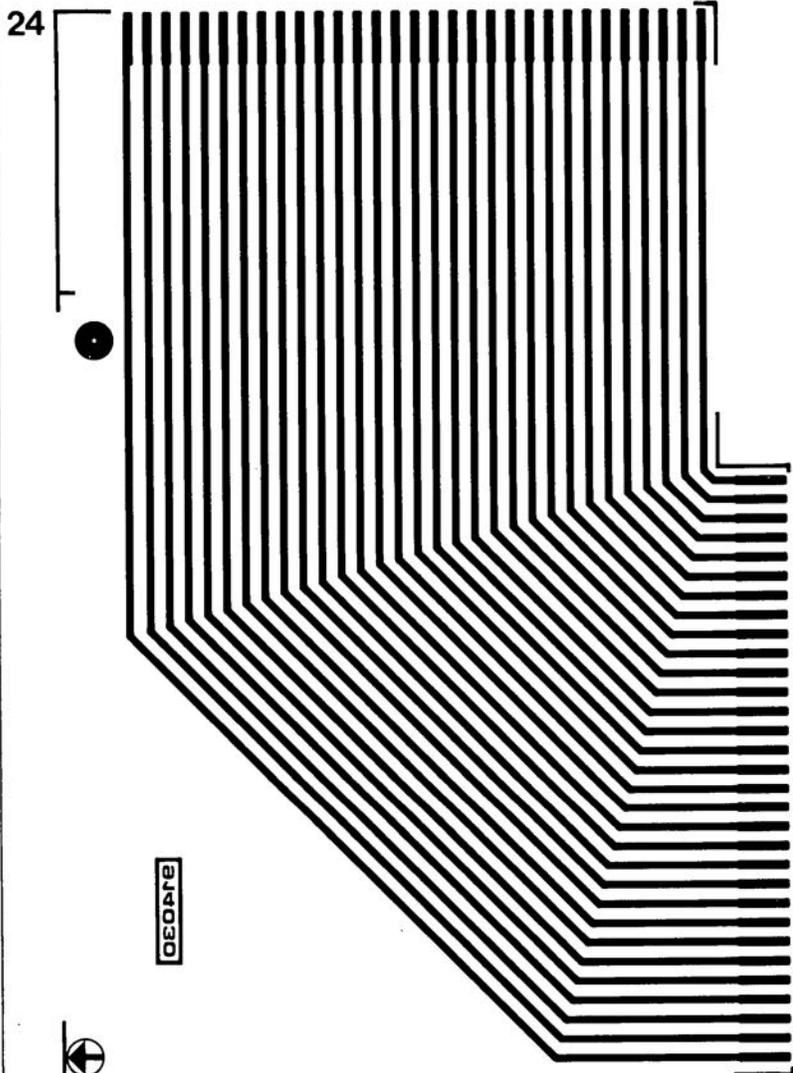
SERVICE



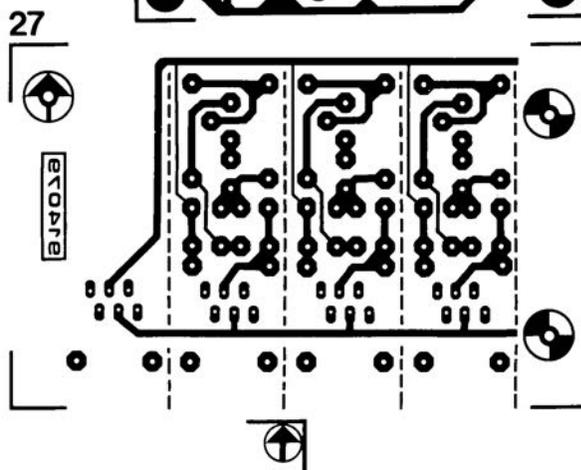
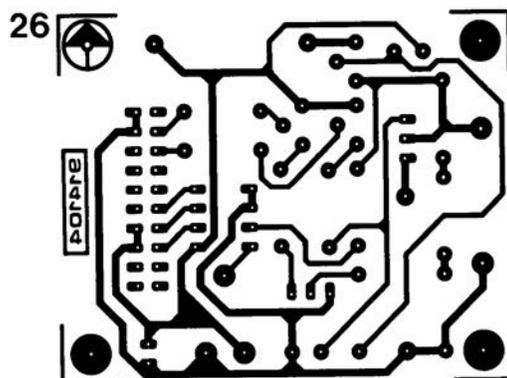
SERVICE



SERVICE



- 16 Séparateur de signaux de synchronisation
- 17 Émulateur de 2764
- 18 Interrupteur-esclave 220 V Version 2.0
- 19 Pont de Wien à alimentation symétrique
- 20 Commutateur souris-manche automatique pour Amiga
- 21 Capacimètre pour petits condensateur
- 22 Relais de sécurité électronique
- 23 Voltmètre numérique à LED
- 24 Carte d'extension de bus pour PC: recto
- 25 Carte d'extension de bus pour PC: verso
- 26 Le SCALP en testeur de capacité d'accu CdNi
- 27 Central téléphonique



COUPURE AUTOMATIQUE

POUR CHARGEUR DE BATTERIES - V2.0

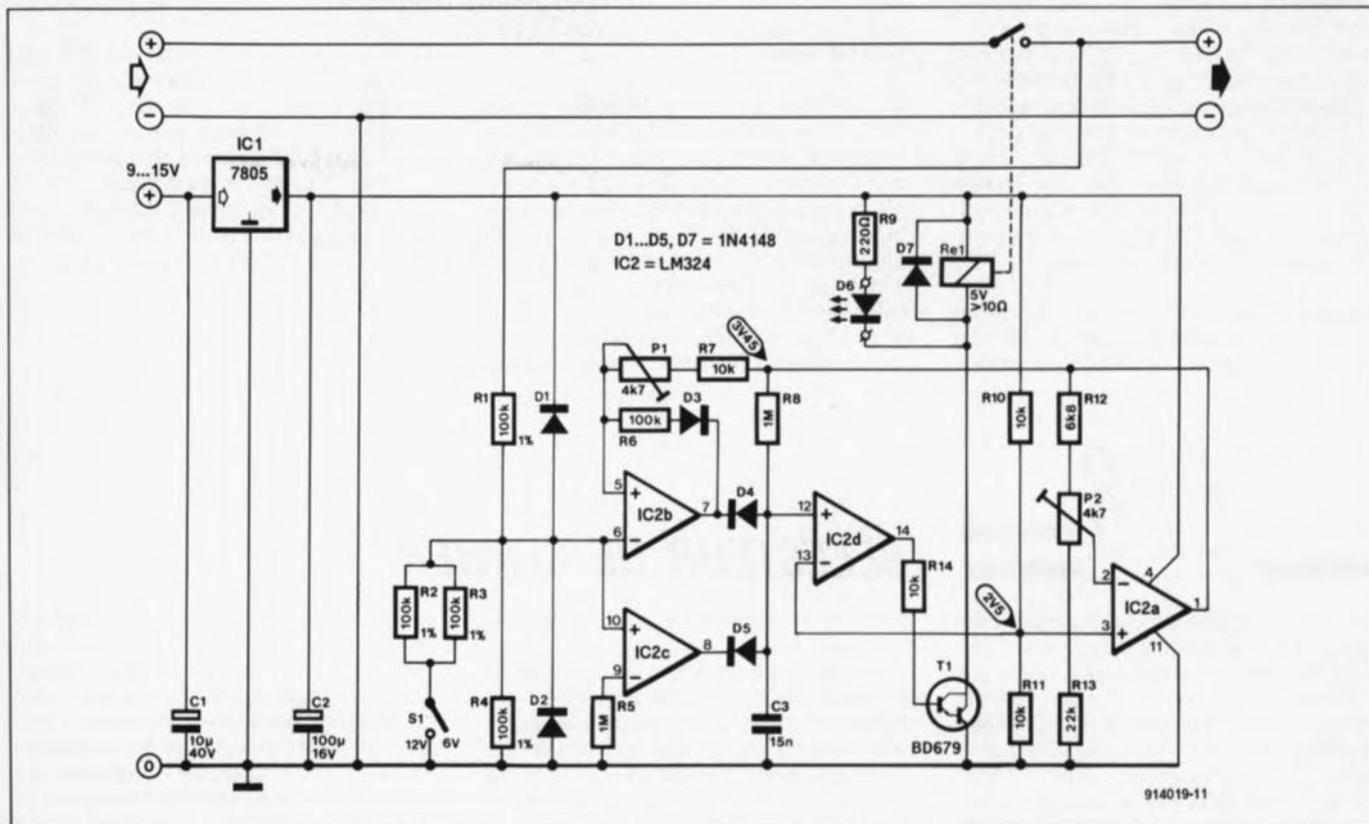
Dans le numéro 133/134 d'Elektor (page 95), nous avons décrit un circuit destiné à doter un chargeur pour accus d'un automatisme de recharge à 2 fonctions: coupure lorsque la tension de fin de recharge est atteinte et remise en fonction lorsque la tension de l'accu descend en-dessous d'une certaine valeur. Grande pourtant fut la déception d'un nombre important de nos lecteurs conducteurs de 2 CV, et autres modélistes de tout acabit. Le circuit n'était en effet utilisable qu'avec des accus de 12 V ! La solution à ce problème, objet de cet article, est relativement simple: pour peu que l'on adapte le diviseur de

tension à l'entrée inverseuse de IC2b, le circuit peut également servir avec des accus de 6 V. L'interrupteur S1 permet de faire passer de 100 k Ω à 33 k Ω la valeur de ce entre le point nodal des résistances R1 et R4 et la masse.

Reprenons son principe de fonctionnement: IC2b compare la tension de l'accu, disponible au point nodal du diviseur de tension constitué par les résistances R1 et R2 à R4, à une tension de référence. Tant que la tension de l'accu est de 0 V, le courant d'entrée de l'amplificateur opérationnel produit une tension faible aux bornes de la résistance R5, de sorte que IC2c bascule à "0". Les contacts du relais Re1 restent de ce fait ouverts. Pendant ce

temps, la sortie de IC2b présente une tension positive qui, de par la présence de la porte AND constituée par les diodes D4 et D5, reste pourtant sans influence. Ce n'est qu'après la connexion d'un accu que sa tension résiduelle, aussi faible soit-elle, entraîne la commutation de IC2c, le blocage des diodes D4 et D5, l'application de tension de référence à l'entrée positive de IC2d et l'excitation du relais Re1.

L'accu est rechargé maintenant jusqu'à atteindre sa tension de fin de recharge. La tension présente à l'entrée inverseuse de IC2b est alors supérieure à 3,45 V (grâce au diviseur de tension mentionné plus haut). La sortie de IC2b devient haute et entraîne de ce fait la coupure de la ligne



914019-11

de connexion entre l'accu et son chargeur.

L'ajustable P2 sert à régler la tension de référence de 3,45 V présente à la sortie de IC2a. Le diviseur de tension réalisé à l'aide de la diode D3, des résistances R6 et R7 et de l'ajustable P1 donne une certaine hystérésis au comparateur IC2b. Si la tension de l'accu devient inférieure à la valeur fixée à l'aide de P1, IC2b commute et garantit de ce fait le maintien de charge.

L'étalonnage du circuit se fait à l'aide d'un voltmètre branché à la sortie de IC2a; il suffit alors de jouer sur P2 pour obtenir une tension de 3,45 V. On règle ensuite P1 à sa résistance maximale. Au lieu de connecter un accu au circuit, on y connecte un module d'alimentation réglable fournissant une tension comprise entre 6,2 et 6,4 V (S1 sur 6 V) ou entre 12,4 et 12,8 V (S1 sur 12 V), tension à laquelle le processus de maintien de charge doit débuter. Il suffit alors de jouer sur P1 jusqu'à ce que

le relais Re1 soit excité.

Les plus fêrus d'entre nos lecteurs pourraient envisager d'utiliser le dessin de circuit imprimé proposé dans le numéro 133/134 page 73 et de procéder ensuite aux modifications nécessaires: une tâche ardue. Faites sinon votre propre dessin de circuit imprimé à l'aide d'OrCAD et de Layo1 Plus d'Eagle, de EZ-PC, ou de Boardmaker II . . .

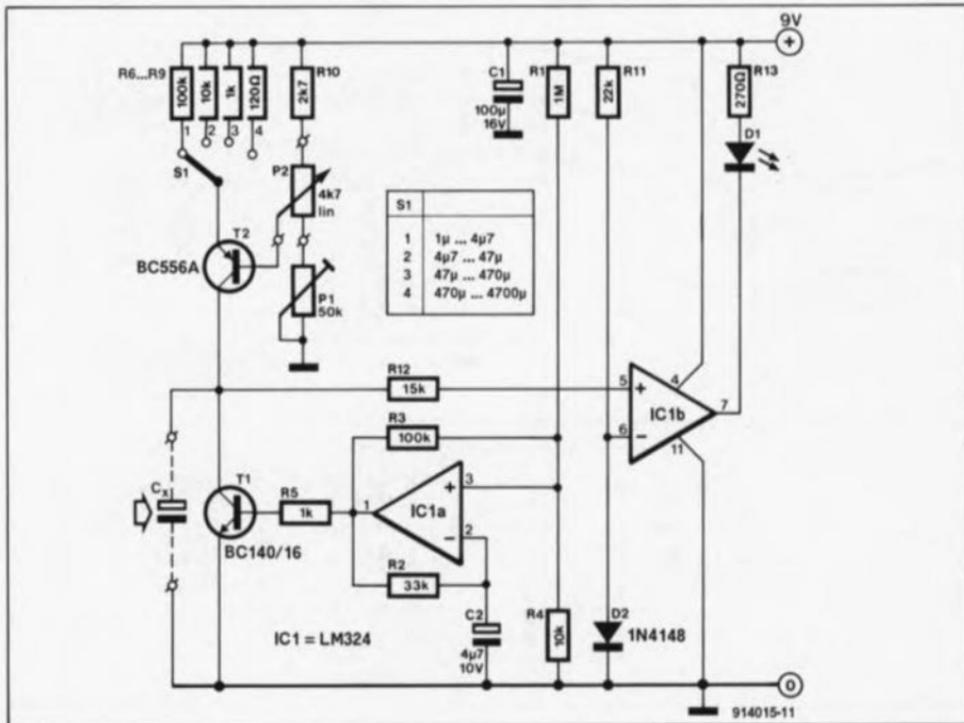
CAPACIMÈTRE POUR "GROS" CONDENSATEURS

La plupart des capacimètres ne possèdent pas de calibre pour la mesure de condensateurs électrolytiques de capacité importante. L'"instrument" de mesure simple proposé ici, a été conçu spécialement pour déterminer la capacité des gros condensateurs chimiques aux tolérances si importantes (relativement) et remédiera ainsi à cette situation peu satisfaisante.

Le circuit est divisé en 3 parties, dont la première est un multivibrateur astable, IC1a. Le condensateur C2 se charge à travers la résistance R2 pendant une durée définie par la constante de temps

$$[t] = R2 \cdot C2.$$

Dès que la tension à l'entrée inverseuse de l'amplificateur opérationnel IC1a atteint la valeur définie à l'entrée non-inverseuse par le diviseur de tension R1, R3 et R4, l'amplificateur opérationnel bascule et C2 se décharge jusqu'au niveau de la nouvelle tension présente à l'entrée non-inverseuse (+).



La seconde partie du circuit se compose d'un pont de mesure comprenant l'une des résistances R6 à R9, la résistance R10, l'ajustable P1 et le potentiomètre P2. Le commutateur S1 associé aux résistances R6 à R9 fait de ce pont un pont de mesure variable. À travers le transistor T2, le condensateur à tester subit une charge bien définie pour être ensuite déchargé rapidement à travers T1 et ceci à la fréquence imposée par le multivibrateur.

En aval du pont de mesure on trouve un comparateur réalisé à l'aide de IC1b. Il compare la tension de 0,65 V présente à

l'entrée non-inverseuse avec la tension directe de la diode D2 utilisée comme tension de référence.

Si l'on connecte le condensateur inconnu, C_x , aux entrées prévues à cet effet, on peut jouer sur P2 pour régler le comparateur de façon à ce que la LED D1 s'illumine tout juste. On peut alors lire la valeur (approximative) de C_x sur l'échelle dont on aura doté P2. Pour bien étalonner les 4 calibres du capacimètre – de $1 \mu\text{F}$ à $4 \mu\text{F}$, de $4 \mu\text{F}$ à $47 \mu\text{F}$, de $47 \mu\text{F}$ à $470 \mu\text{F}$ et de $470 \mu\text{F}$ à $4\,700 \mu\text{F}$ – il est recommandé d'utiliser un condensateur mesuré

préalablement à l'aide d'un capacimètre de référence.

Comme le pont de mesure n'est pas parfaitement linéaire, il faudra trouver une valeur convenable pour l'ajustable P1 et, si nécessaire, modifier les valeurs des résistances R6 à R9. Il est de plus nécessaire de doter le calibre le plus faible, celui de $1 \mu\text{F}$ à $4 \mu\text{F}$, d'une échelle distincte. C'est surtout dans cette plage de mesure que la non-linéarité du pont de mesure se fait remarquer.

P. Essek

SÉLECTEUR DE CLAVIER

Ne vous est-il jamais arrivé de trouver, devant votre ordinateur, l'un de vos collègues étrangers perplexe et ne sachant pas à quel saint se vouer ? La raison de cette perplexité était rapidement trouvée: votre clavier est un AZERTY et votre collègue se sert lui, normalement, d'un clavier QWERTY (ou QWERTZ s'il est allemand). Une simple lettre ou un mémorandum succinct se révèle un véritable cauchemar. Il suffirait bien sûr de débrancher le clavier AZERTY pour le remplacer par une version QWERTY. Une telle opération est loin d'être pratique surtout lorsqu'il faut la répéter 10 fois par jour.

Le petit plan de câblage (il est difficile de parler de circuit) proposé ici mettra fin une fois, pour toutes à cette situation "dramatique". Une fois ce circuit connecté à l'ordinateur, il est possible d'y brancher 2 claviers. Une simple action sur S1 permet alors de choisir le clavier que l'on veut utiliser.

L'embase DIN à 5 broches K1, assure la connexion du sélecteur à l'ordinateur. Les deux autres embases, K2 et K3, servent à

relier les deux claviers à ce circuit de commutation.

Avant de procéder à la réalisation de ce montage d'une simplicité enfantine, il est recommandé cependant de bien vérifier le brochage du connecteur pour clavier de votre ordinateur: il existe en effet, ô grand malheur, un certain nombre de soit-disants compatibles IBM dont le connecteur de clavier présente un brochage différent, tant physiquement que logiquement.

La connexion du sélecteur à l'ordinateur pourra se faire à l'aide d'un cordon de liaison stéréo blindé (4 conducteurs + blindage) disponible dans le commerce. Il va sans dire qu'il est également possible d'en fabriquer un soi-même à l'aide d'un morceau de câble blindé rond (à 4 conducteurs + blindage) et de 2 fiches DIN mâles à 5 broches 180°. Outre les embases DIN, le composant le plus important du circuit est un inverseur quadripolaire. Il en existe différentes versions: à rotation, à levier (basculé) ou à glissière. Le choix vous est laissé.

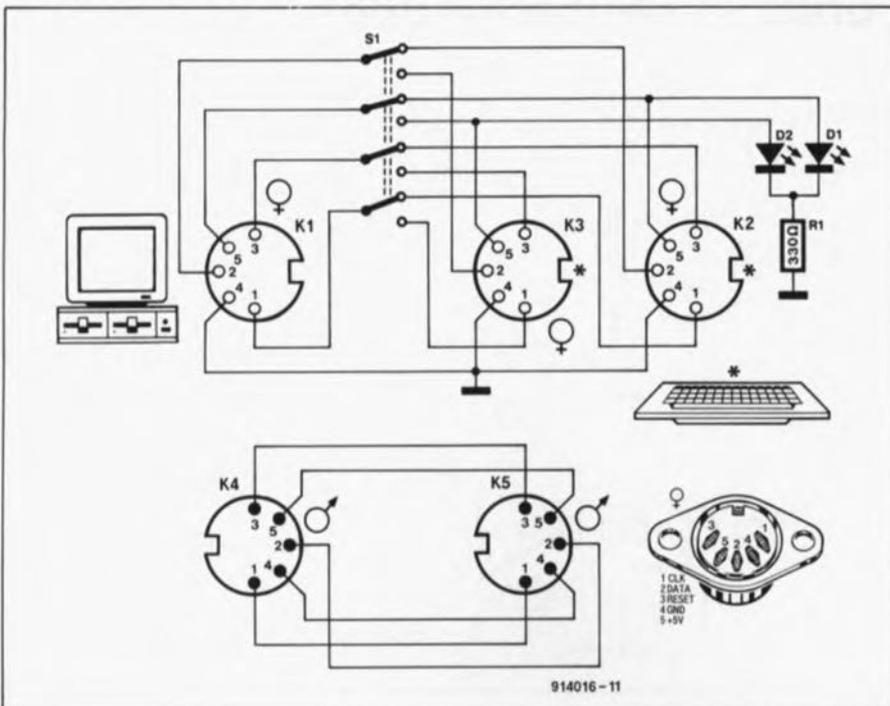
Le second clavier ne constitue pas une

charge additionnelle pour l'ordinateur sachant que la ligne d'alimentation est, elle aussi, basculée lors de la commutation. Seule une paire de LED et leur résistance de limitation commune, constituée, à proprement parler, une charge supplémentaire pour l'alimentation de l'ordinateur. La consommation de cette électronique de visualisation se restreint à quelque 10 mA seulement.

Après en avoir terminé avec le côté matériel du commutateur pour clavier, il nous faut nous intéresser au logiciel, à la programmation quoi. La connexion d'un clavier QWERTY à la place d'un AZERTY est sans la moindre influence sur les caractères générés. Rien n'a en effet changé si ce ne sont les inscriptions sur les touches. Il est cependant possible de modifier la "disposition" des touches de n'importe quel clavier. Pour ce faire il faudra faire appel à l'un des logiciels utilitaires de MS-DOS: le logiciel de commande de clavier. Jusqu'à l'apparition de la version 3.2 de MS-DOS on utilisait le logiciel *KEYBxx.COM*. Il fallait remplacer xx par la combinaison de 2 caractères désignant le pays requis: *UK* pour le Royaume Uni, *FR* pour la France, *US* pour les États Unis, etc. En règle générale on retrouve une telle commande dans le fichier *AUTOEXEC.BAT*. Après avoir changé de clavier physique, il faudra entrer l'instruction de changement de clavier "logiciel", *KEYBUK* par exemple, lorsque l'on se trouve dans le répertoire convenable.

À partir de la version 3.3 de MS-DOS, tout a changé et est devenu plus délicat. Le fichier *KEYBxx.COM* a été remplacé, ou par *KEYBOARD.SYS*, ou par *KEYBxx.SYS*. Il s'agit ici de logiciels de commande non-exécutables. Pour changer la configuration du système à l'aide d'un logiciel ayant une extension *.SYS*, il faudra, vous ne l'ignorez sans doute pas, modifier, dans le fichier *CONFIG.SYS*, les paramètres de la commande "device = keybxx.sys ...". Pour que ces modifications soient transmises à l'ordinateur, il est indispensable de le redémarrer (Reset).

La solution la plus pratique consiste sans doute à créer une disquette d'exploitation que vous utiliserez lors d'un changement de clavier.



029

TEMPORISATEUR UNIVERSEL

Ce circuit de temporisateur satisfait à toutes les exigences pour mériter les qualificatifs de simple, universel et bon marché. Il est en outre doté d'une plage de réglage allant de moins d'une seconde à quelques dizaines d'heures; il est de plus pourvu d'une interface secteur à thyristor, capable d'attaquer des charges inductives.

Le circuit se compose en gros d'un sous-ensemble de temporisation et d'une partie commutation. La précision du temporisateur dépend de la fréquence du secteur qui est, dans nos pays, de 50 Hz. Il continue pourtant d'exister des pays où cette fréquence est 60 Hz.

Les résistances R2 à R4, le condensateur C1 et les diodes D1 et D2, convertissent la tension du secteur en un signal d'horloge pour le compteur d'ondulation binaire IC1, un 4040. Les compteurs IC1, IC3 et la porte AND à 8 entrées, IC4, constituent un diviseur programmable. Si la période de temporisation, fixée par les ponts de câblage reliés aux sorties de IC2 et de IC3, s'est écoulée, la sortie de IC4 passe au niveau bas et entraîne le changement d'état de la bascule bistable IC2b/c. Il n'y a plus de ce fait de signal de commande de la gâchette du thyristor Th1 et la charge reliée au bornier K2 est déconnectée du secteur.

Pour éviter une pollution de la tension secteur et des bruits de commutation, la mise en ou hors-fonction de la charge se fait lors du passage par zéro de la tension secteur. Il est également possible d'utiliser ce temporisateur pour la mise en fonction d'une charge après écoulement d'une certaine durée préprogrammée. Il suffit, pour disposer de cette option, de mettre en place le cavalier de codage "Y" en remplacement du cavalier "Z".

La programmation de la durée de temporisation se fait à l'aide de 8 ponts de câblage (au maximum) reliant les 8 entrées de la porte AND et les sorties des compteurs. La durée de temporisation réelle se calcule en totalisant toutes les durées choisies dans le **tableau 1**.

La tension d'alimentation de 12 V que nécessite le circuit est dérivée du secteur par l'intermédiaire d'un redresseur mono-alternance, la diode D3. La tension d'alimentation est régulée et lissée à l'aide de la diode zener D5 et du condensateur C6.

Il ne saurait être question de remplacer les 2 résistances-série, R16 et R17, prises dans le circuit de redressement par un seul exemplaire de 100 kΩ ! La chute de tension totale aux bornes de des résistances R16 et R17 est beaucoup trop importante pour être supportée par une seule résistance de 0,5 W. Cette remarque s'applique également aux résistances R3 et R4 !

La mise en fonction du temporisateur se fait par une action sur le bouton-poussoir, S2. On notera que, selon le cavalier im-

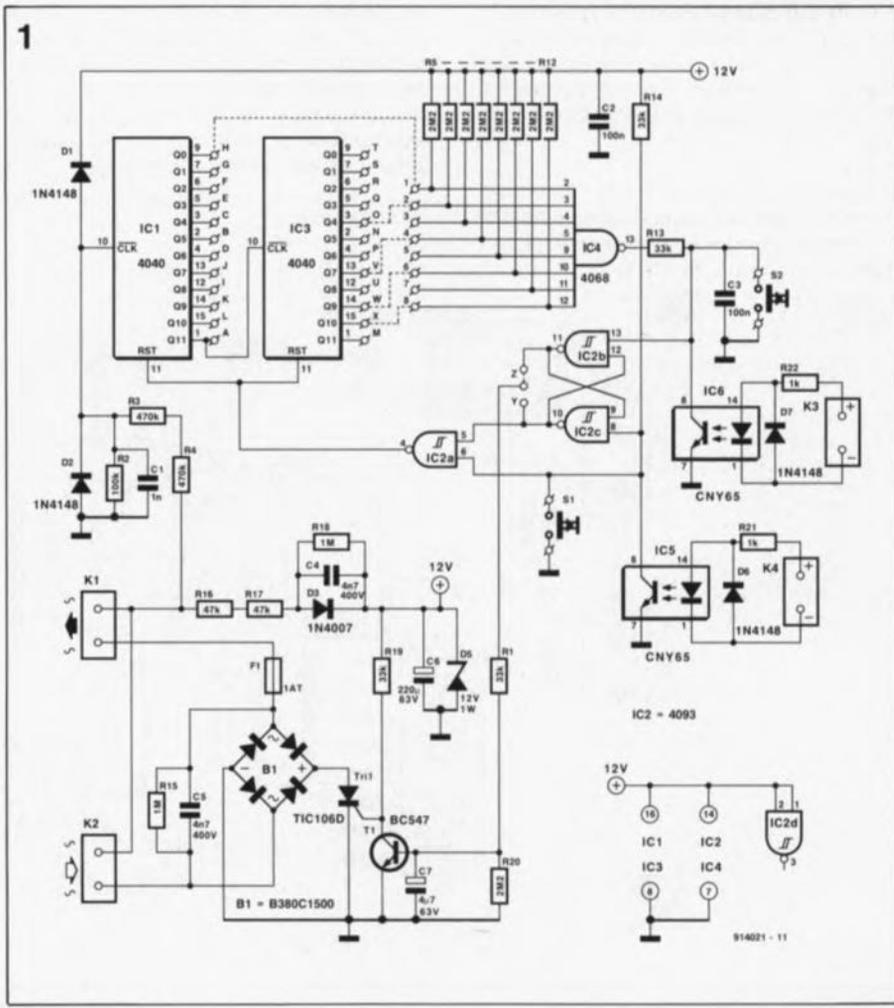
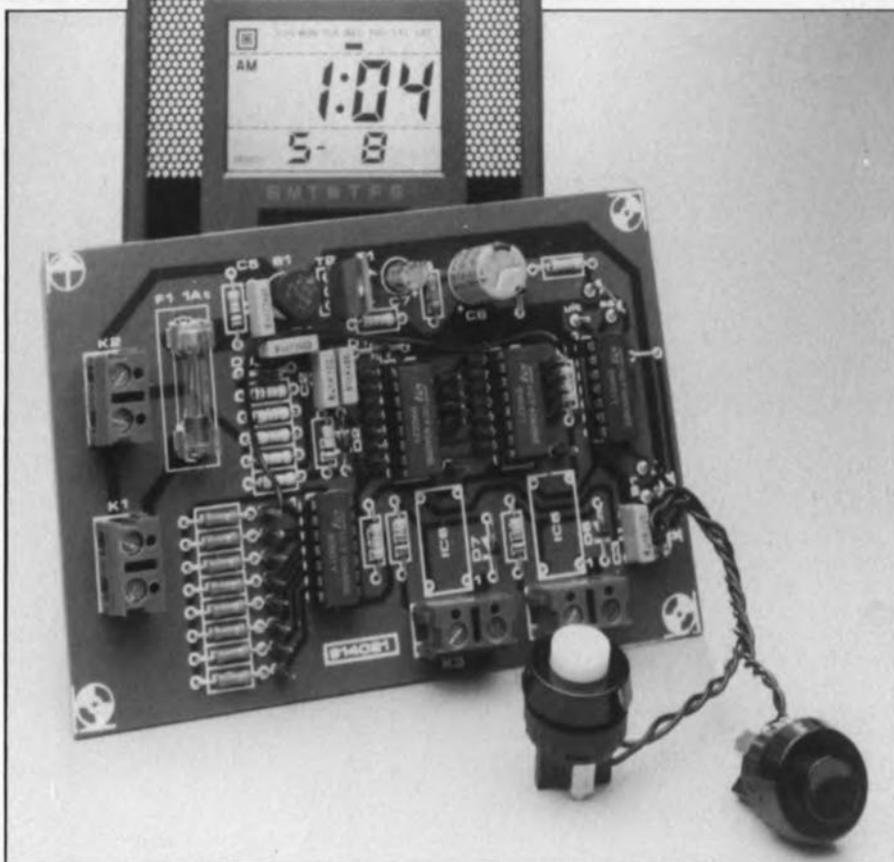


Tableau 1. Valeurs de temporisation

IC2			IC3		
sortie	durée (50 Hz)	durée (60 Hz)	sortie	durée (50 Hz)	durée (60 Hz)
Q1	0,02 s	0,02 s	Q1	1 min 22 s	1 min 8 s
Q2	0,04 s	0,03 s	Q2	2 min 44 s	2 min 16 s
Q3	0,08 s	0,07 s	Q3	5 min 28 s	4 min 33 s
Q4	0,16 s	0,13 s	Q4	10 min 55 s	9 min 6 s
Q5	0,32 s	0,27 s	Q5	21 min 50 s	18 min 12 s
Q6	0,64 s	0,53 s	Q6	43 min 41 s	36 min 24 s
Q7	1,28 s	1,07 s	Q7	87 min 23 s	72 min 49 s
Q8	2,56 s	2,13 s	Q8	2 h 55 min	2 h 25 min
Q9	5,12 s	4,27 s	Q9	5 h 50 min	4 h 51 min
Q10	10,24 s	8,53 s	Q10	11 h 39 min	9 h 43 min
Q11	20,48 s	17,07 s	Q11	23 h 18 min	19 h 18 min
Q12	40,96 s	34,13 s	Q12	46 h 36 min	38 h 50 min

planté, "Y" ou "Z", l'action sur le bouton-poussoir se traduira par une mise sous tension ou hors-tension de la charge connectée.

En cours de fonctionnement, le temporisateur peut être remis à zéro par une nouvelle action sur S2. Cette action se traduit par un redémarrage du cycle de temporisation, quel que soit l'instant où a eu lieu cette action. Le bouton-poussoir S1 permet d'arrêter le cycle de temporisation.

Il est également possible de commander électroniquement les fonctions de marche/arrêt mentionnées ci-dessus. Pour ce faire on fait appel à 2 opto-coupleurs, IC5 et IC6. Les entrées de la commande électronique, K3 et K4, sont isolées galvaniquement du reste du circuit et permettent d'être commandées par une tension de 5 V.

La réalisation pratique de ce temporisateur ne devrait pas poser de problème par-

ticulier. Le câblage se limite au strict minimum grâce au circuit imprimé dessiné pour ce montage. Sachant que S1 et S2 sont reliés au secteur, il faudra donc utiliser des boutons-poussoirs prévus pour une tension de 250 V. Il est recommandé de placer le circuit dans un coffret plastique, de faire appel à des brides anti-arrachement et de garantir une isolation convenable des différents câbles d'entrée et de sortie.

ATTENTION: comme la tension du secteur est présente en divers points du circuit, il est vital d'effectuer une isolation parfaite. Il ne saurait être question d'effectuer la moindre intervention sur ce circuit tant qu'il est connecté au secteur. Il est essentiel, pour finir, de mettre le montage dans un boîtier de façon à ce qu'il soit impossible de toucher au circuit tant qu'il est relié au secteur; on respectera les précautions d'usage lors de son réglage.

R. Lucassen

Liste des composants

Résistances:

- R1,R13,R14,R19 = 33 kΩ
- R2 = 100 kΩ
- R3,R4 = 470 kΩ
- R5 à R12,R20 = 2MΩ2
- R15,R18 = 1 MΩ
- R16,R17 = 47 kΩ
- R21,R22 = 1 kΩ

Condensateurs:

- C1 = 1 nF
- C2,C3 = 100 nF
- C4,C5 = 4nF7/400 V
- C6 = 220 μF/63 V radial
- C7 = 4μF/63 V radial

Semi-conducteurs:

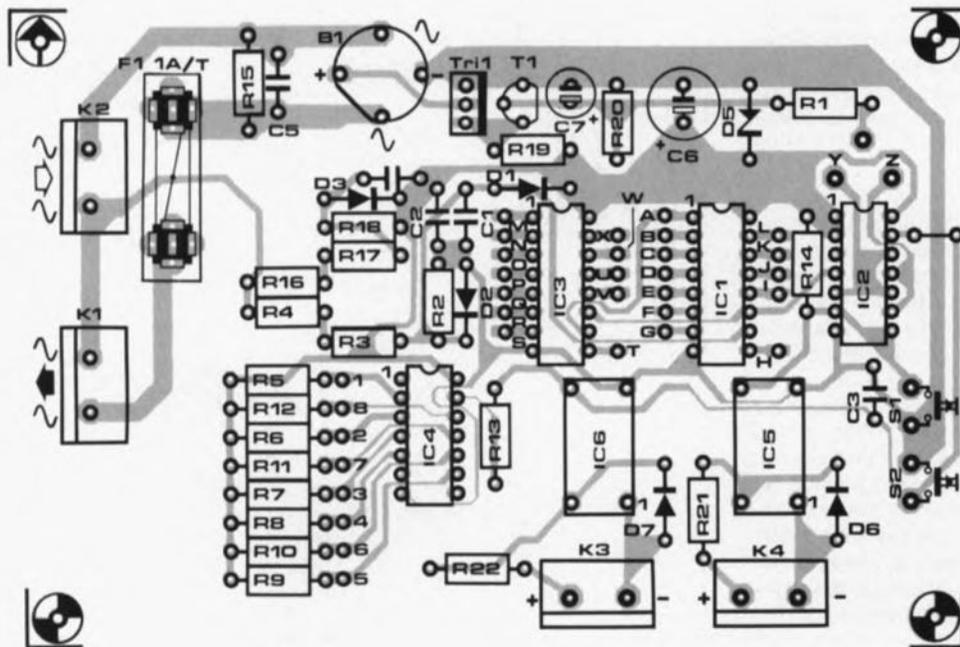
- D1,D2,D6,D7 = 1N4148
- D3 = 1N4007
- B1 = B380C1500R, pont de redressement
- D5 = diode zener 12 V/1 W
- T1 = BC547B
- IC1,IC3 = 4040
- IC2 = 4093
- IC4 = 4068
- IC5,IC6 = CNY65 (Telefunken)
- Th1 = TIC106D

NB.: la diode D4 ne figure ni sur le schéma, ni dans la liste des composants

Divers:

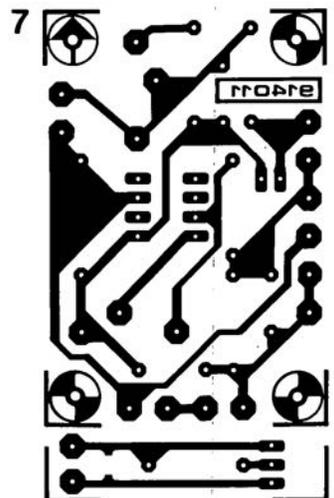
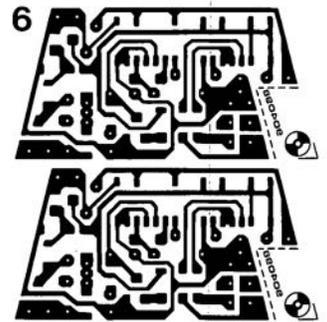
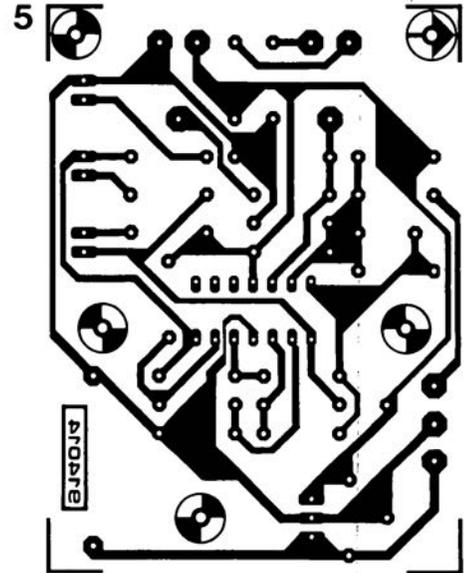
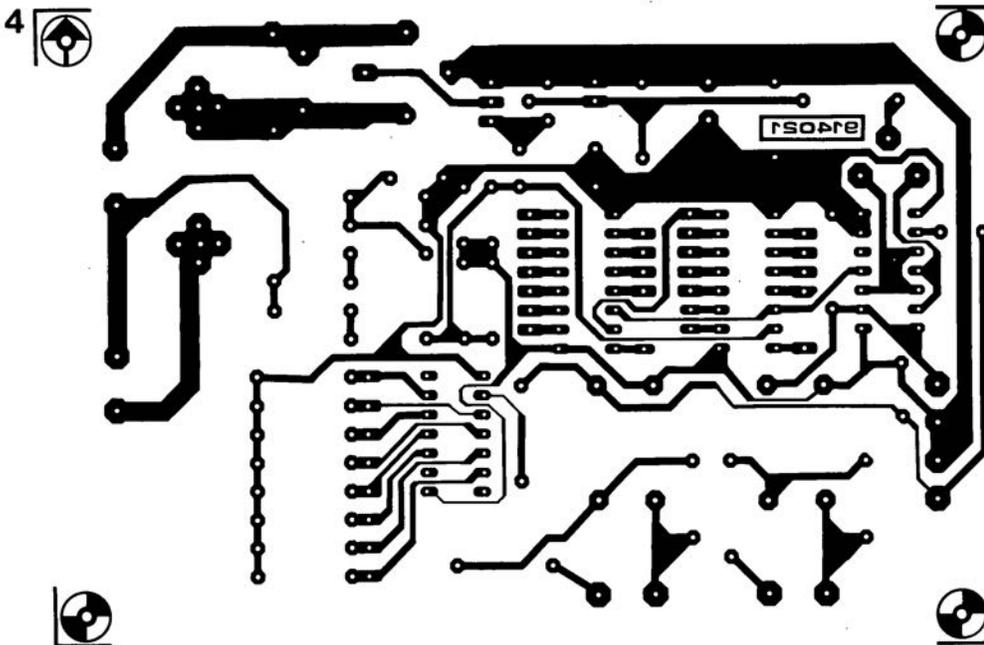
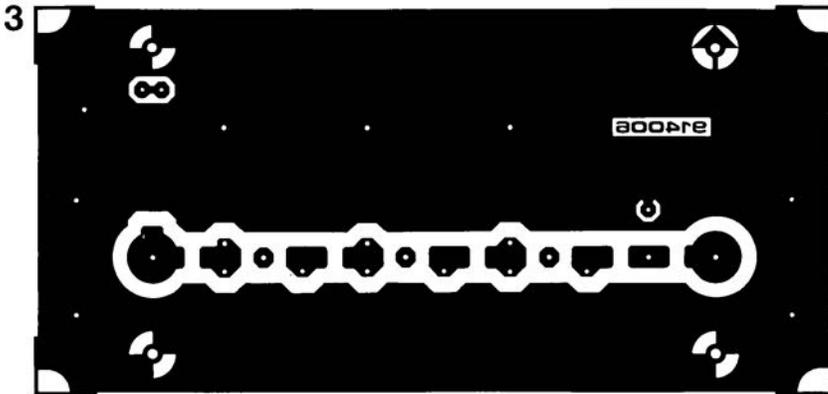
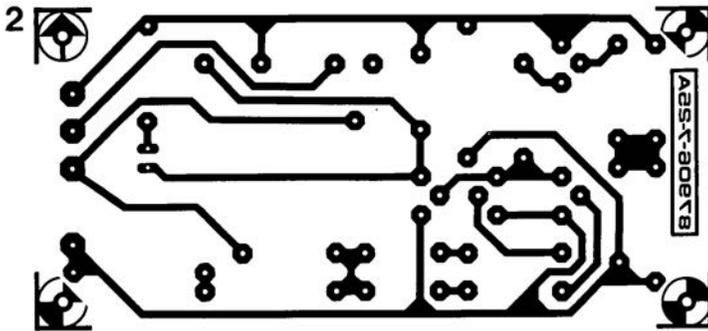
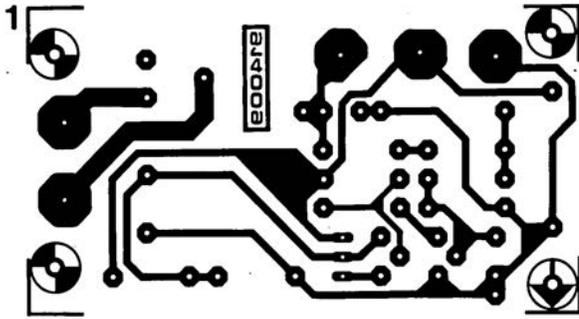
- K1 à K4 = bornier encartable, 2 contacts au pas de 7,5 mm
- S1,S2 = bouton-poussoir, contact travail, 250VAC
- F1 = fusible 1 A, action temporisée, avec porte-fusible encartable
- 1 coffret plastique convenable (tel que Bopla E430 par exemple)

2

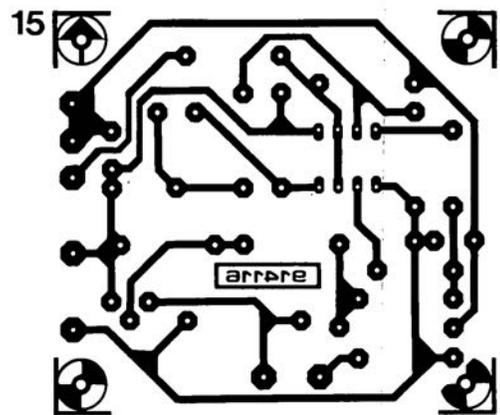
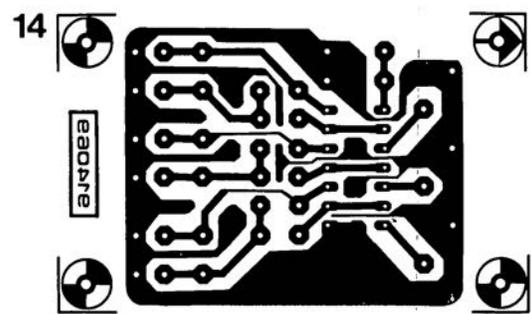
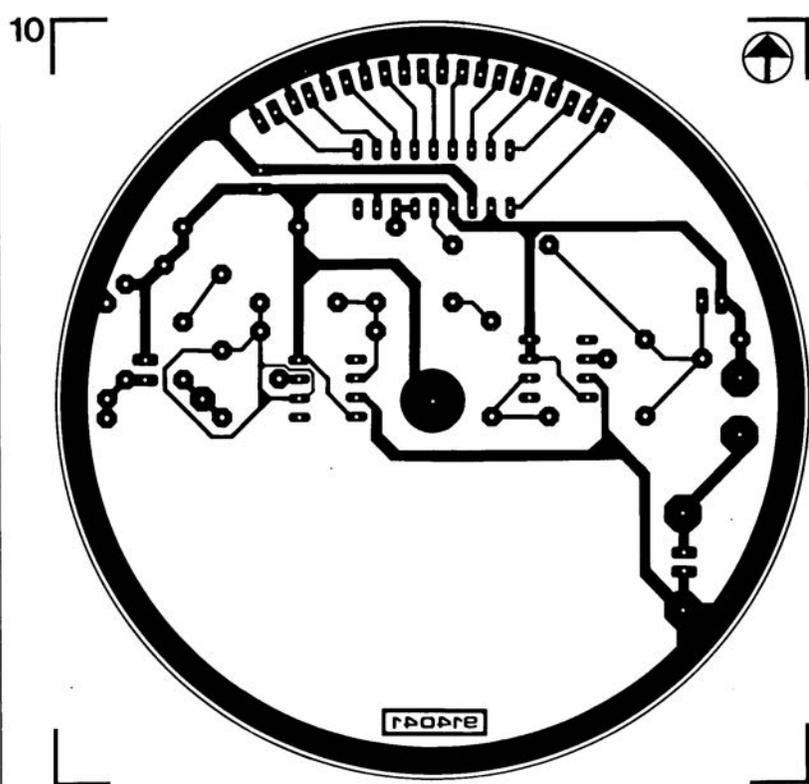
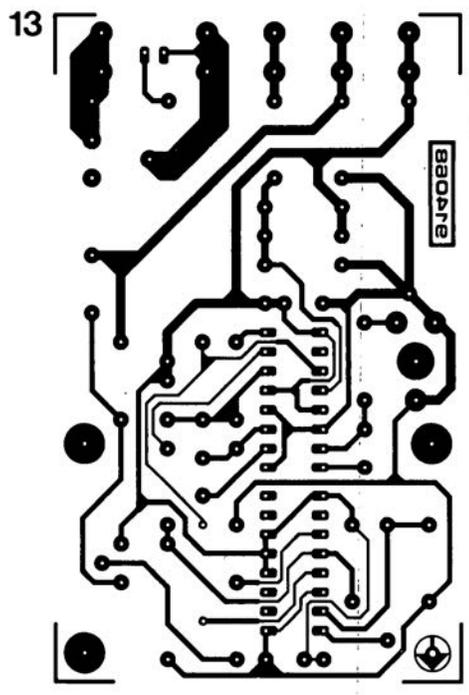
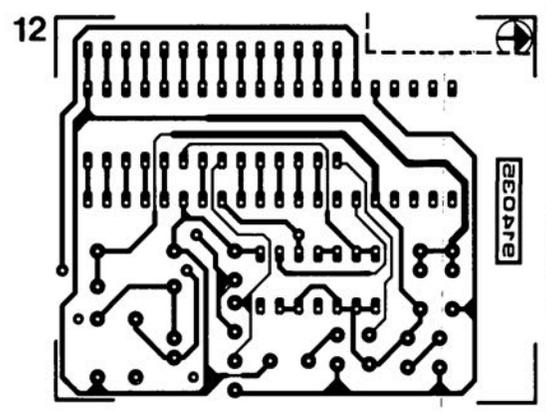
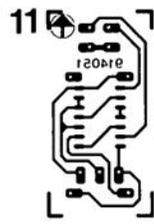
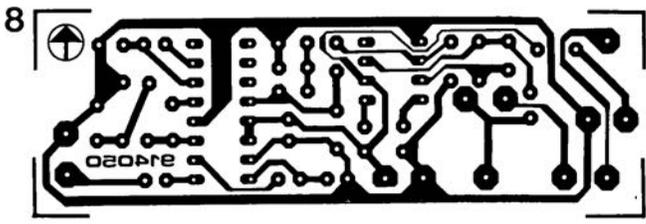


SERVICE

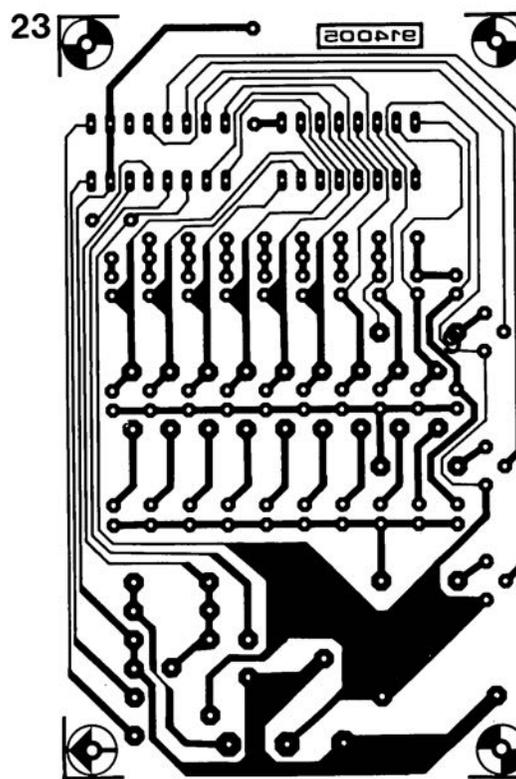
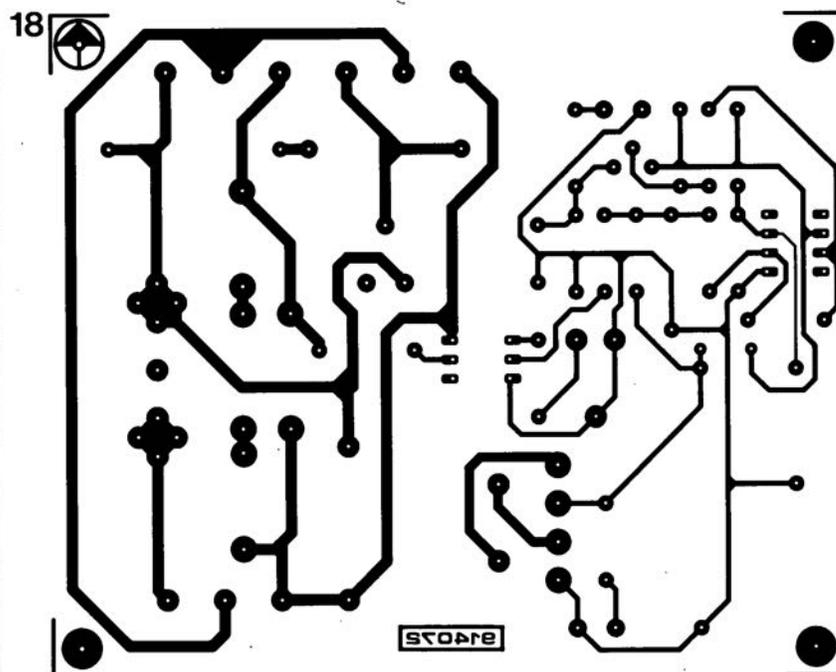
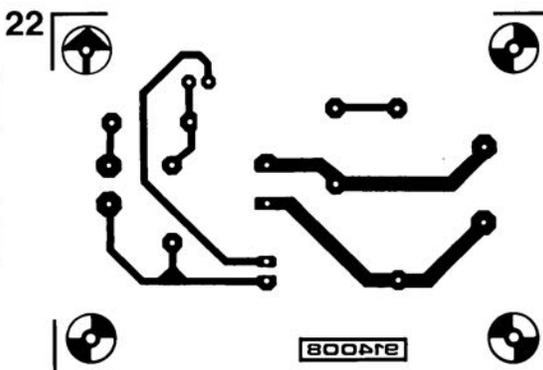
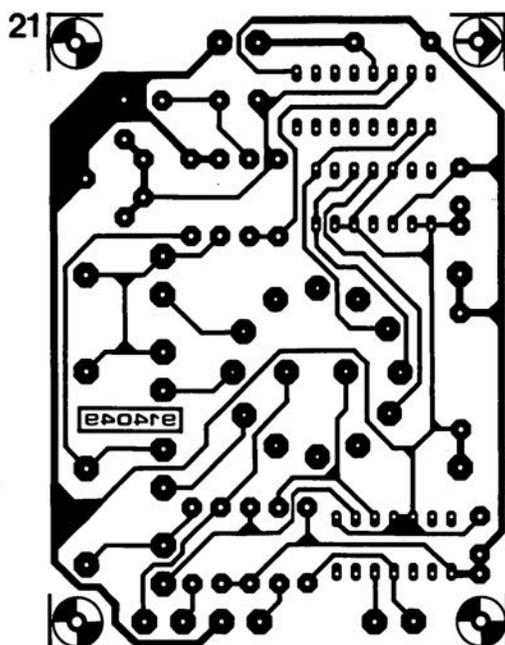
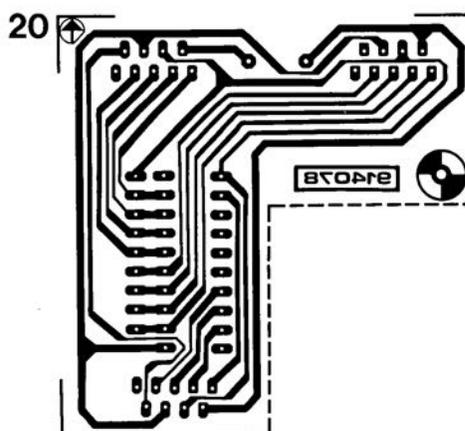
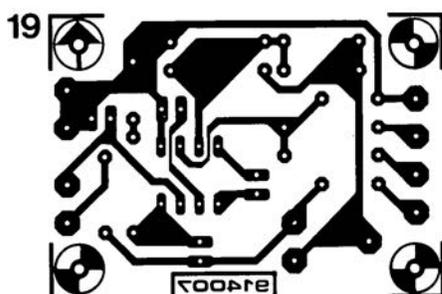
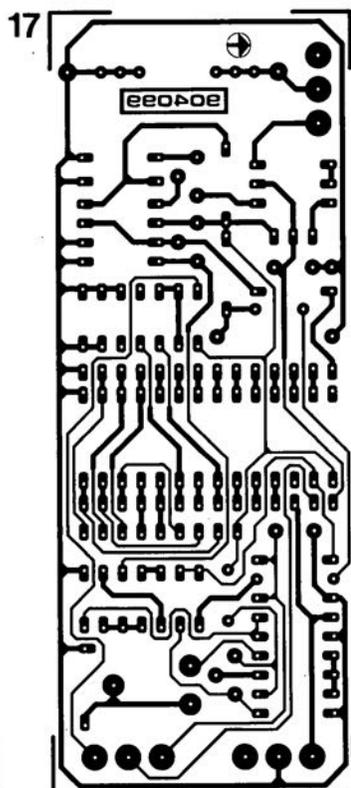
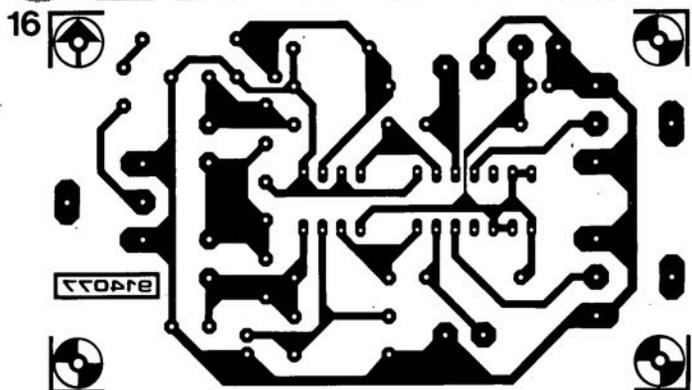
- 1 Commande de lave & essuie-glace
- 2 Protection CC pour haut-parleur
- 3 Amplificateur UHF
- 4 Temporisateur universel
- 5 Indicateur C-D-S pour batterie de voiture
- 6 Inverseur de sens de circulation (2x)
- 7 Module thermométrique LD
- 8 S-mètre pour récepteur à ondes courtes
- 10 Indicateur de puissance de champ: composants
- 11 Indicateur de puissance de champ: plan de masse
- 12 Accélérateur vidéo pour Archimedes
- 12 Adaptateur 1 Mbit pour programmeur d'EPROM
- 13 Circuit de commande automatique pour ventilateur d'automobile
- 14 Triple oscillateur HCMOS à quartz
- 15 Indicateur de crête



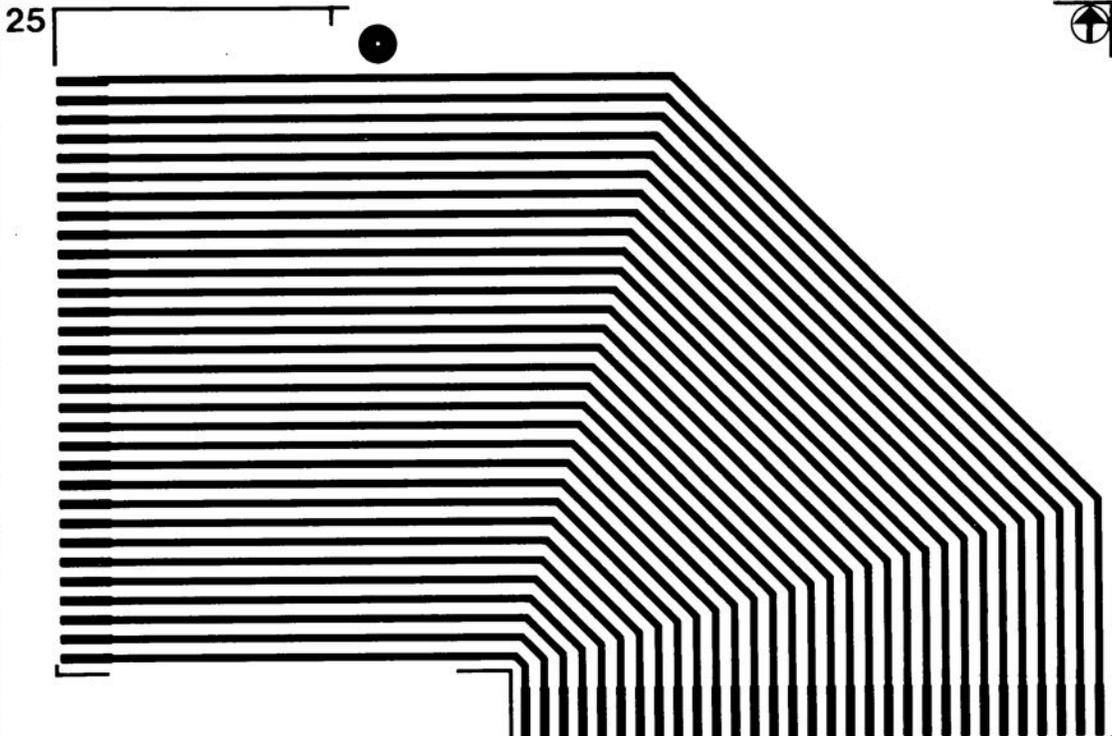
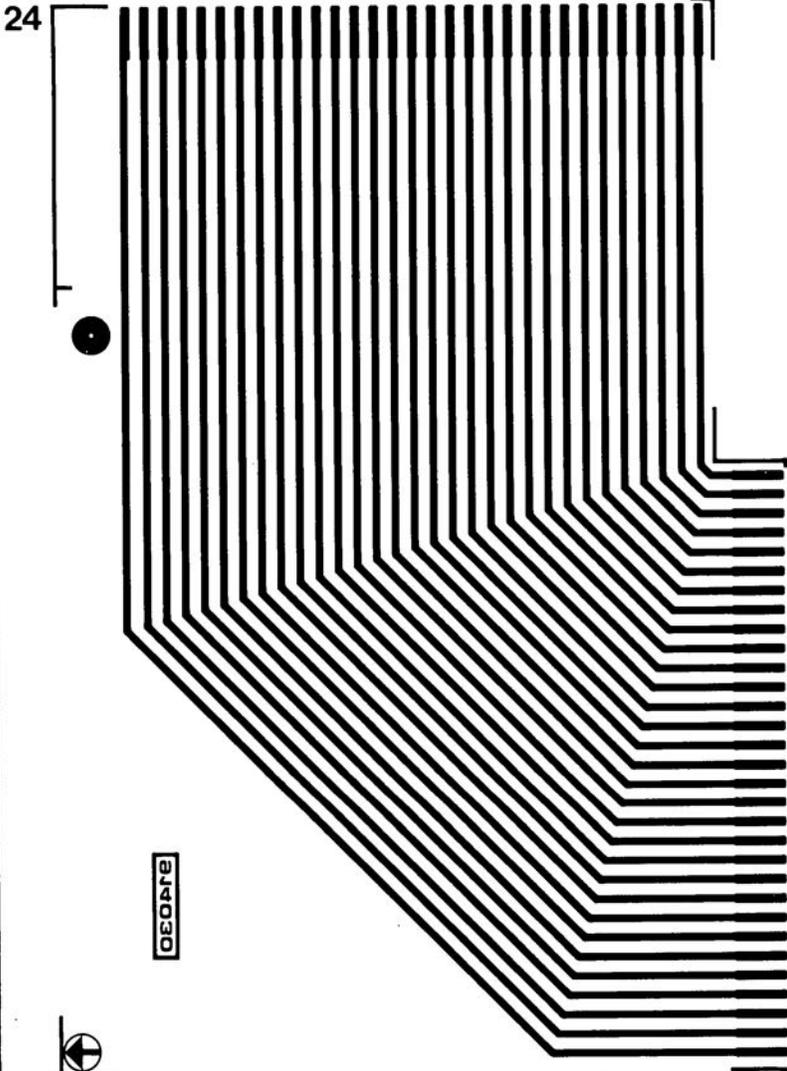
SERVICE



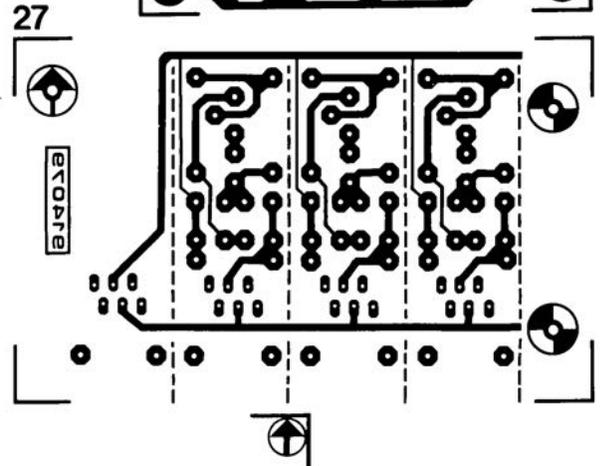
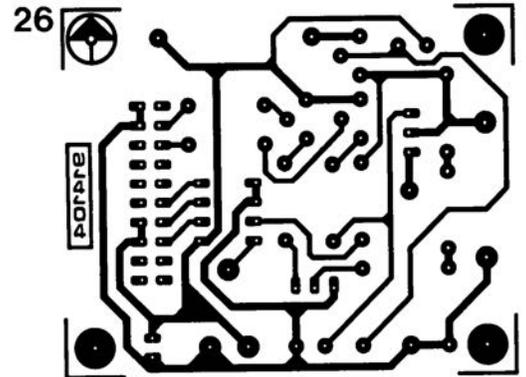
SERVICE



SERVICE



- 16 Séparateur de signaux de synchronisation
- 17 Émulateur de 2764
- 18 Interrupteur-esclave 220 V Version 2.0
- 19 Pont de Wien à alimentation symétrique
- 20 Commutateur souris-manche automatique pour Amiga
- 21 Capacimètre pour petits condensateur
- 22 Relais de sécurité électronique
- 23 Voltmètre numérique à LED
- 24 Carte d'extension de bus pour PC: recto
- 25 Carte d'extension de bus pour PC: verso
- 26 Le SCALP en testeur de capacité d'accu CdNi
- 27 Central téléphonique



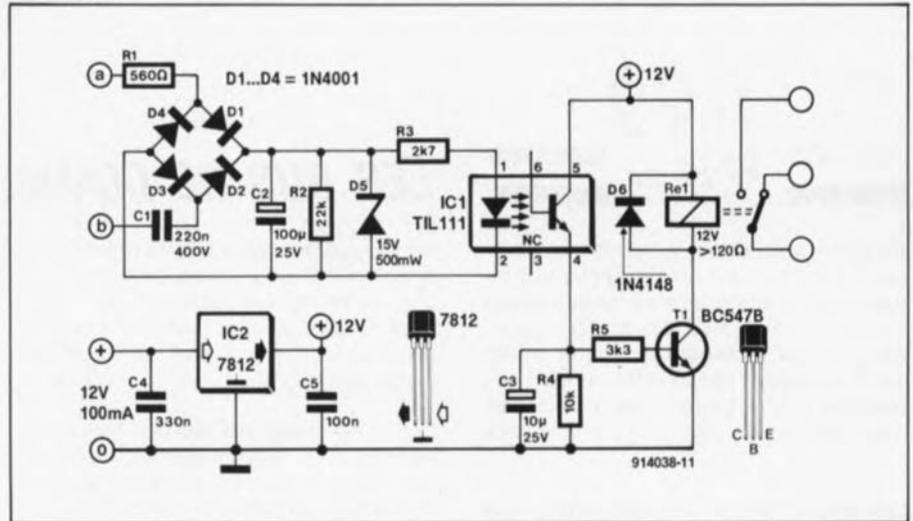
030

TÉLÉCOMMANDE PAR TÉLÉPHONE

L'électronique relativement simple décrite ici, sert à mettre en fonction un (ou plusieurs) appareil(s) à l'arrivée d'un appel téléphonique. Un tel "appareil" peut être une lampe forte intensité visualisant ainsi, pour un mal-entendant, l'arrivée d'une communication téléphonique. Il faudra, pour ce faire, connecter le circuit en parallèle sur l'un des appareils de votre **système téléphonique domestique**.

Il est interdit, vous n'êtes pas sans le savoir, de relier quelque circuit de fabrication personnelle que ce soit au réseau des P&T !

Les diodes D1 à D4 font subir un redressement à la tension alternative d'appel; elle est lissée par le condensateur C2 et la résistance R2 et ramenée à une valeur de 15 V par la diode zener D5. Dès que cette tension est présente, la LED dans l'opto-coupleur s'illumine faisant passer à l'état conducteur le photo-transistor, intégré lui aussi, dans ce même composant. De ce fait, le transistor T1 devient conducteur et le relais Re1 est excité. Pour éviter que les contacts du relais ne soient relâ-



chés lors des coupures que comporte le signal d'appel, le condensateur C3 se charge et maintient la tension de base du transistor T1. Un petit module secteur de 12 V/100 mA suffit largement pour fournir au circuit sa

tension continue d'alimentation. Comme nous faisons appel à un régulateur de tension du type 7805, la valeur de 12 V donnée sur le schéma à la tension d'entrée constitue la limite supérieure admissible par ce régulateur.

031

FEU ARRIÈRE AUTOMATIQUE POUR VÉLO

Rouler à bicyclette, surtout la nuit, peut être un sport très risqué, dangereux même. Dès qu'il s'arrête, à un feu rouge ou devant un passage clouté par exemple, un vélo voit ses feux s'éteindre et les autres usagers de la route n'aperçoivent la bicyclette et son "conducteur" qu'à grand peine. Un tout petit montage électronique suffit à mettre fin à ce genre de situations dangereuses.

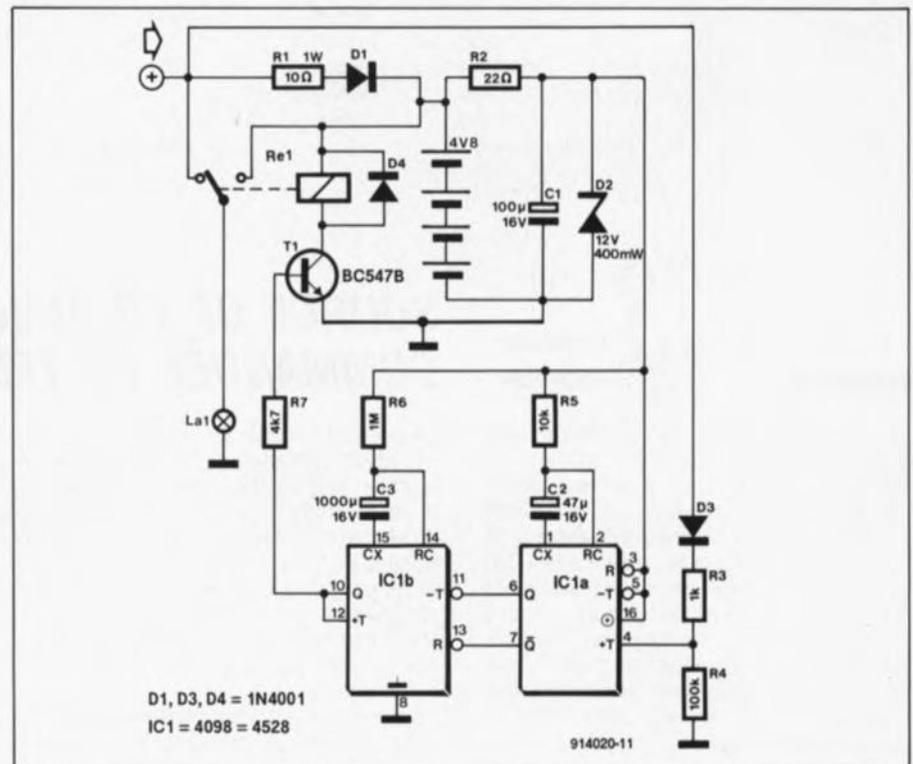
Comme le montre le schéma du circuit, nous faisons appel ici à 4 cellules au cadmium-nickel (CdNi) de capacité comprise entre 0,25 et 1,25 Ah. Lorsque la bicyclette roule, sa dynamo fournit une tension qui, à travers la résistance R1 et la diode D1, recharge les cellules CdNi. De par la tension d'accu de quelque 4,8 V choisie, la tension générée par la dynamo suffit largement pour les recharger. Elle ne suffit cependant pas, à l'arrêt, pour faire fonctionner l'ampoule du feu arrière à sa puissance maximale. Dans la pratique, ceci ne constitue pourtant pas d'inconvénient majeur.

Le circuit comporte 2 multivibrateurs monostables. Le premier, IC1a, possède une constante RC de 1 seconde environ, définie par la résistance R5 et le condensateur C2. Ce multivibrateur sert à détecter si la dynamo génère bien une tension alternative. Pour cette détection, le circuit fait appel à la diode D3 et aux résistances R3 et R4. Tant que la tension alternative est présente, IC1a force une remise à zéro de

IC1b. Dans ces conditions, le relais n'est pas excité et l'éclairage est alimentée directement par la dynamo.

Si la tension fournie par la dynamo devient trop faible, IC1a n'est plus déclenché et

ses sorties changent de niveau. Ceci libère le forçage de l'entrée de remise à zéro de IC1b et son entrée -T est activée. IC1b reste actif pendant 2 minutes; au cours de cet intervalle, le feu arrière est alimenté par l'accu CdNi.



IC1b n'est pas strictement indispensable au fonctionnement du circuit. Il introduit cependant une mise hors-fonction automatique de l'éclairage ce qui évite que l'accu ne soit déchargé complètement si l'on oublie de couper l'éclairage manuellement.

Le relais que l'on utilise dans ce circuit doit être excité par une tension de 4,8 V. Un relais ayant une tension de bobine de 5 V convient donc parfaitement. Pour peu que vous arriviez à enfermer ce petit circuit dans un boîtier parfaitement étanche, il contribuera certainement des années

durant à votre sécurité lors de vos randonnées à bicyclette.

U. Kunz

LES BUS DE COMMUNICATION

Au jour d'aujourd'hui le nombre de standards différents que connaissent bus et réseaux est si grand qu'il est pratiquement impossible d'en avoir un aperçu global. Sans vouloir prétendre énumérer toutes les informations disponibles, nous vous proposons un résumé des caractéristiques techniques des bus les plus courants.

Les deux critères auxquels nous nous sommes intéressés sont les domaines d'utilisation et la technique mise en oeuvre pour le transfert des données. Il faudra noter en outre que, lorsqu'il s'agit de transférer des données, chaque bus implique de faire appel à un logiciel. L'un des systèmes pour réseau fréquemment utilisé dans les bureaux est *Ethernet*. Le logiciel rendant opérationnel ce protocole de transfert de données est disponible sous le nom de **Novell** et de **Lantastic**, pour n'en citer que 2.

Les différents bus (réseaux):

Les bus **Ethernet** et **Thin-Ethernet** sont prédestinés à la communication entre un nombre (plus ou moins élevé) d'ordinateurs individuels et entre les ordinateurs et

autres périphériques tels qu'imprimantes et autres tables traçantes. Le nom anglais d'un tel réseau est *LAN (Local Area Network = réseau local)*. Leur domaine d'application le plus important est l'automatisation des bureaux.

Le bus **IST (Integrated Service Terminal = terminal de service intégré)** est un réseau local pour bureaux et habitations qui fonctionne selon la nouvelle norme ISDN. Cette norme sera utilisée dans le futur pour la distribution de communications en tout genre et le transfert de données de maison à maison. Ce bus est destiné à la communication entre téléphones, vidéophones, ordinateurs, systèmes d'alarme et autres relevés de compteurs de gaz, d'eau et d'électricité.

Le bus **D²B (Domestic Digital Bus = bus numérique domestique)** sert à interconnecter les différents appareils audio et vidéo. Depuis très peu de temps de nombreux systèmes haut de gamme sont dotés de ce bus.

Le bus **CAN (Controller Area Network = réseau à commandes)** convient tout parti-

culièrement à une utilisation dans un environnement très pollué; on y fera donc appel pour les systèmes de commande industriels et pour les véhicules (le bus **CAN** est utilisé dans les nouveaux modèles-S de Mercedes par exemple). Ce système ne nécessite que 2 conducteurs, assurant et l'application de la tension d'alimentation et la distribution de l'information.

Le bus **Future+** constitue le nouveau standard pour le traitement parallèle de données à l'intérieur d'un ordinateur personnel. Il s'agit ici de bus ayant une largeur comprise entre 32 et 256 bits. Ce nouveau genre de canaux permet aux différents processeurs d'échanger des données à des vitesses très élevées.

Le bus **I²S (Inter IC Sound)** a été conçu pour l'échange de signaux audio numériques (16 bits stéréo) entre les différents circuits intégrés dans un système audio. Pour réduire les dimensions des circuits imprimés au strict minimum, l'échange se fait de façon sérielle et non pas parallèle. Les distances maximales que ce système peut couvrir sont relativement faibles. Son application se limite de ce fait à un seul appareil à la fois.

Le bus **I²C (Inter IC)** est également destiné à la communication entre différents ordinateurs personnels. Ce bus permet, outre le transfert de données, également celui de commandes. Contrairement au bus I²S, mentionné plus haut, ce bus-ci est relativement lent et n'est pas capable de transférer des masses importantes de données.

(source: Philips Components Kompas, nov. 1990)

nom du réseau	longueur max. en mètres	type d'informations	format des données	câblage
Ethernet	2500	données	sériel	1 câble coaxial
Thin Ethernet	925	données	sériel	1 câble coaxial
IST	300	données	sériel	2 conducteurs
D ² B	150	commandes	sériel	3 conducteurs
CAN	100	commandes	sériel	2 conducteurs
Future +	niveau système	données	parallèle	
I ² S	circuits imprimés	données	sériel	
I ² C	circuits imprimés	données/ commandes	sériel	2 conducteurs

SOURCE DE COURANT COMMANDÉE EN TENSION

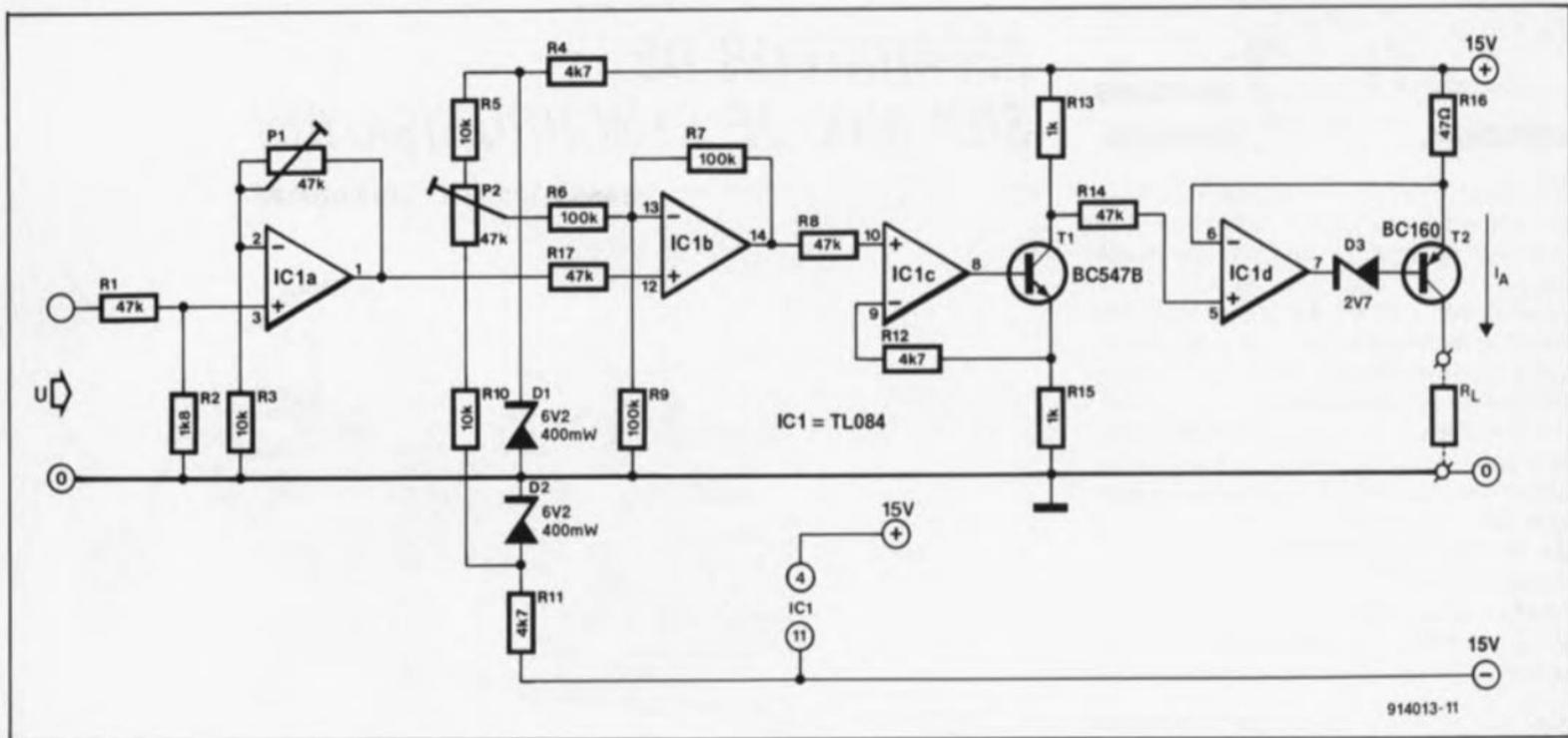
La source de courant commandée en tension, sujet de cet article, sert à convertir un signal d'entrée de 0 à 5 V, tension mesurée par rapport à la masse, en un courant de sortie d'intensité comprise entre 0 et 20 mA, référencé à la masse lui aussi. Un tel circuit est utilisé par exemple pour le transfert de données de mesure sur des câbles de très grande longueur. Puisque les résistances du câble sont comprises dans la boucle de courant, elles n'ont plus d'influence et ne peuvent pas fausser le résultat de la mesure.

Le coeur du circuit est un quadruple amplificateur opérationnel du type TL084. Le premier amplificateur amplifie la tension d'entrée, dans le second, on effectue un ajustement de la composante en tension continue à l'aide de P2. Il est possible ainsi qu'un courant de sortie de 4 mA corresponde à une tension d'entrée de 0 V. Dans ces conditions, la plage du courant de sortie balaie de 4 à 20 mA.

Le troisième des amplificateurs opérationnels, associé au transistor T1, introduit

une conversion du potentiel de référence de la tension, en provenance du second amplificateur, le faisant passer de la masse à +15 V. Grâce à ce processus, le dernier des amplificateurs opérationnels, associé au transistor T2, travaille en convertisseur tension/courant, permettant au courant de circuler vers la masse, à travers la résistance de charge R_L .

Le gain introduit par le circuit peut être adapté aux besoins par modification des valeurs de la résistance R2 et de l'ajusta-



ble P1. Le circuit peut également travailler en convertisseur température/courant. Pour ce faire, il faudra connecter à l'entrée un diviseur de tension composé d'une ré-

sistance fixe et d'une résistance à coefficient de température négatif (CTN ou NTC comme on dit Outre-Manche). Si le cahier des charges l'exige, on dotera

les 2 diodes zener d'un circuit de compensation en température.

E. Kunz

INTERRUPTEUR SANS REBONDS

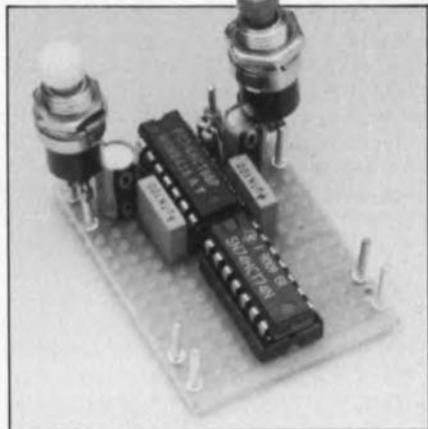
La mise en oeuvre d'un inverseur dans sa version classique sans rebonds n'est pas toujours intéressante. Les touches de clavier ne sont pratiquement pas disponibles en version inverseur. La présence sur un tel inverseur d'un contact et d'une connexion additionnels peut être gênante pour nombre d'utilisations.

C'est pour cette raison très précisément que le circuit de l'interrupteur anti-rebonds que nous présentons dans cet article utilise un contact travail ou un contact repos. En fait, lesquels de ces deux contacts est utilisé est sans importance sachant que l'on a le choix entre l'utilisation de la sortie Q ou de la sortie \bar{Q} ; il vous devient même possible d'inverser le fonctionnement d'un interrupteur. En d'autres termes: peu importe le type d'interrupteur disponible; il fait toujours l'affaire !

Le niveau logique présent à l'entrée est défini par la résistance de forçage R1 et la position de l'interrupteur S1 (qui, nous l'avons dit plus haut, peut comporter n'importe quel type de contact). Le signal d'entrée attaque directement l'entrée D (de

données) de la bascule IC1a où il sera pris en compte dès la fin des rebonds (après 0,5 à 10 ms environ). L'impulsion d'horloge nécessaire est générée par l'électronique centrée sur la porte EXOR (OU exclusif), IC2a. Chaque changement de niveau à l'entrée se traduit par la production d'une impulsion de synchronisation dont la durée est définie par l'intermédiaire de la résistance R2 et du condensateur C1. Cette impulsion présente cependant des rebonds qu'il faut filtrer à l'aide d'un réseau RC constitué par le condensateur C2 associé à la résistance de sortie de IC2a. La tension aux bornes du condensateur C2 est "nettoyée" et inversée par IC2b avant l'application de l'impulsion à l'entrée d'horloge de la bascule. Le résultat de tout ce processus est l'apparition – avec un retard de quelques millisecondes – d'un signal de commutation très propre.

Le circuit est réalisé à l'aide de 2 circuits intégrés utilisés à moitié seulement. Cependant sachant qu'il est rare que l'on ait affaire à un seul interrupteur, cette demi-utilisation ne devrait pas constituer d'inconvénient. Le schéma comporte égale-

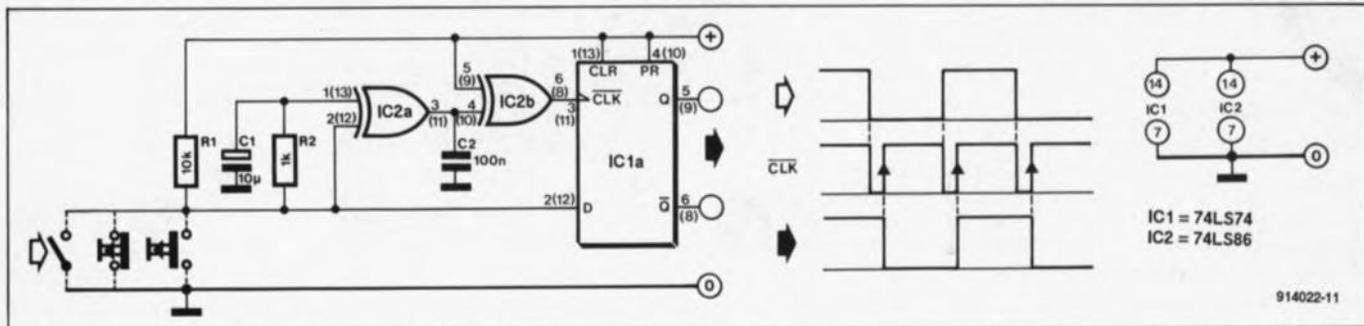


ment (entre parenthèses) la numérotation de la "seconde moitié" des circuits intégrés.

Dans ce montage on utilise la résistance interne de IC2a pour le filtrage des rebonds. Si l'on remplace ce circuit par un composant d'une autre famille, il sera nécessaire d'adapter la valeur du condensateur C2 et/ou de prendre en série sur la sortie de IC2a une résistance additionnelle.

La consommation du circuit est minime sachant qu'elle se limite à quelque 3 mA.

d'après une idée de S. Jeukendrup



035

SÉPARATEUR DE SIGNAUX DE SYNCHRONISATION

Ce circuit constitue le maillon manquant entre une source vidéo quelconque et un moniteur de type "multisync" par exemple.

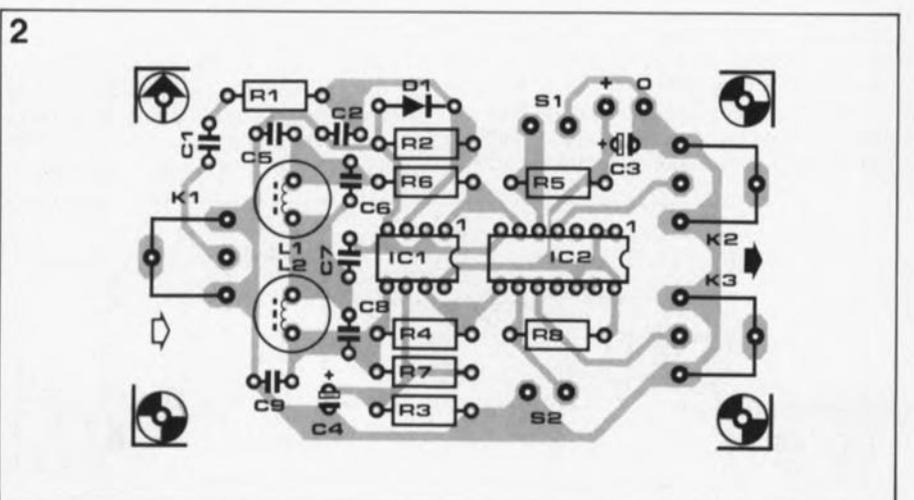
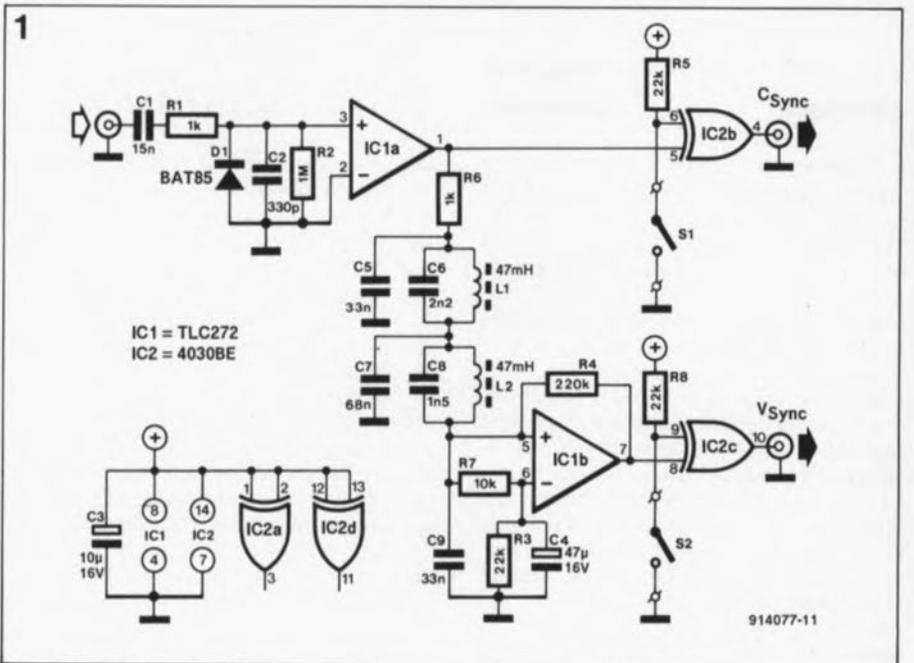
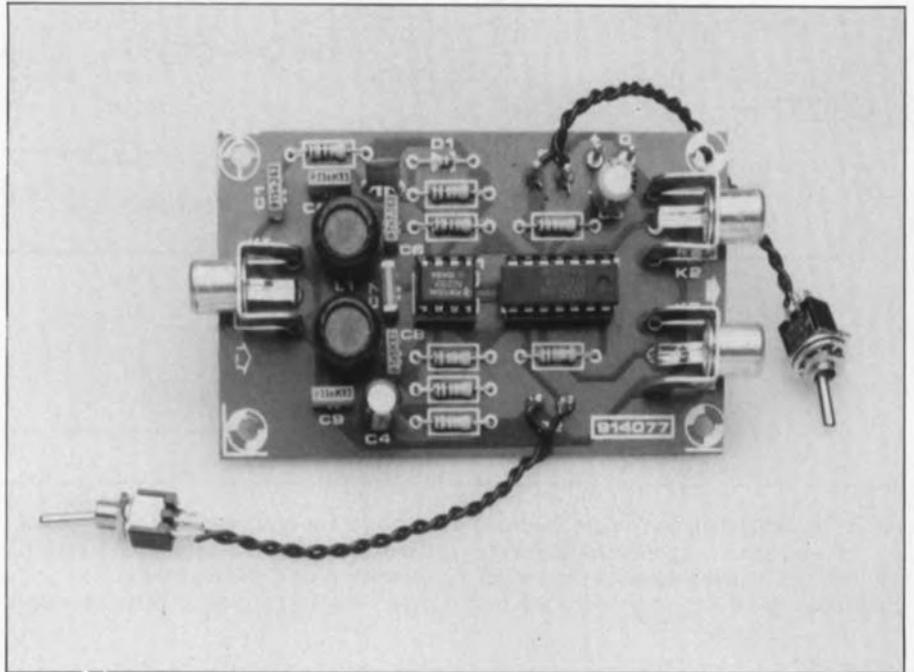
Réalisé entièrement en technologie discrète, ce montage extrait d'un signal vidéo composite les signaux de synchronisation composite (c'est-à-dire un mélange des composantes horizontale et verticale de ces signaux) et les signaux de synchronisation verticale, et ceci avec une amplitude de $1 V_{cc}$ environ.

De manière à permettre l'utilisation de n'importe quel moniteur, les signaux de synchronisation de sortie sont disponibles *et sous forme normale et sous forme inversée*.

Pour extraire les composantes de synchronisation du signal vidéo composite positif, le signal composite commence par subir un filtrage effectué par la résistance R1 associée au condensateur C2; on a ensuite un écrêtage (limitation) introduit par la diode Schottky, D1. Le signal CSYNC est appliqué à la porte XOR (OU exclusif), IC2b, qui fait office d'inverseur lorsque l'interrupteur S1 est fermé.

Le signal CSYNC est appliqué également à un filtre L-C à 2 étages, qui, après avoir éliminé la composante de synchronisation de ligne, applique le signal de synchronisation de trame, VSYNC, aux entrées de l'amplificateur opérationnel IC1b. À l'image du signal CSYNC, le signal VSYNC est disponible *et sous forme normale et sous forme inversée*.

La consommation du circuit, alimenté en 5 V, est de 200 μA environ. Les signaux de sortie sont compatibles TTL.



Liste des composants

Résistances:

- R1, R6 = 1 k Ω
- R2 = 1 M Ω
- R3, R5, R8 = 22 k Ω
- R4 = 220 k Ω
- R7 = 10 k Ω

Condensateurs:

- C1 = 15 nF
- C2 = 330 pF
- C3 = 10 μF /16 V radial
- C4 = 47 μF /16 V radial
- C5 = 33 nF
- C6 = 2nF2
- C7 = 68 nF
- C8 = 1nF5
- C9 = 33 nF

Semi-conducteurs:

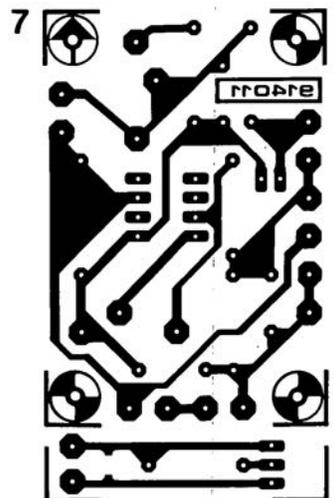
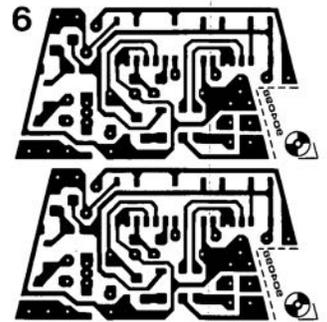
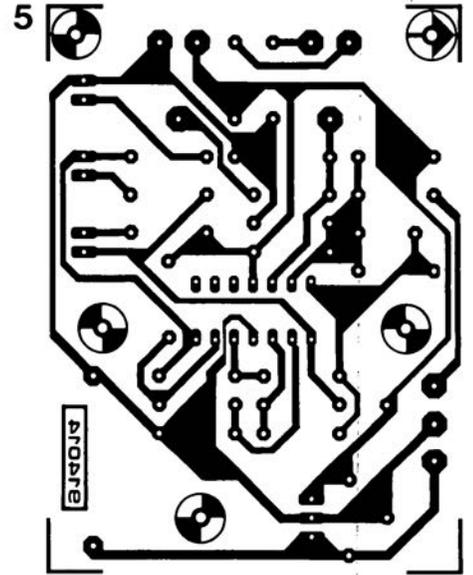
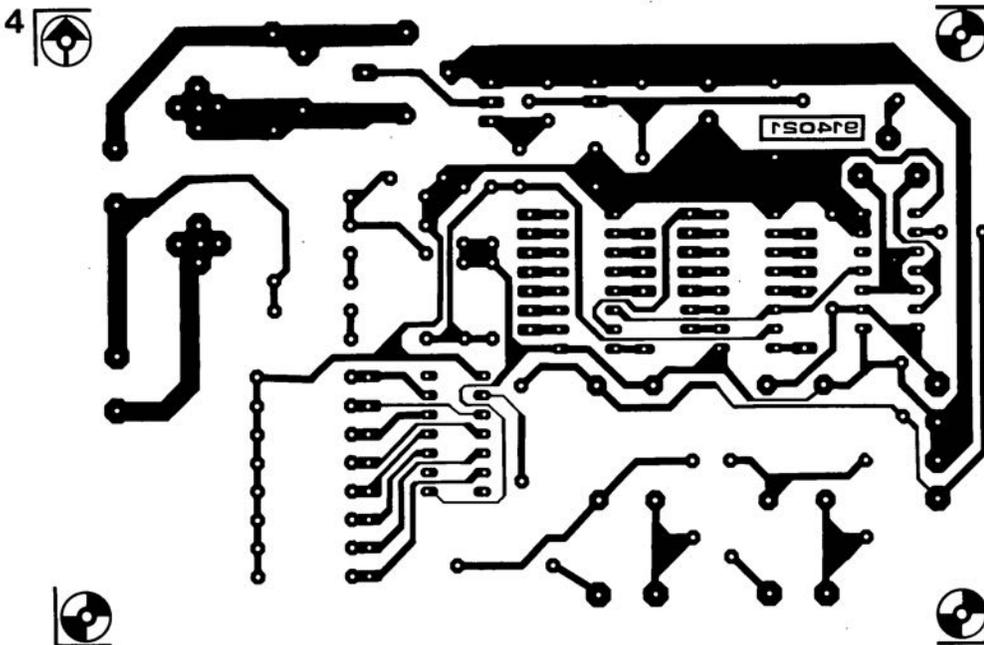
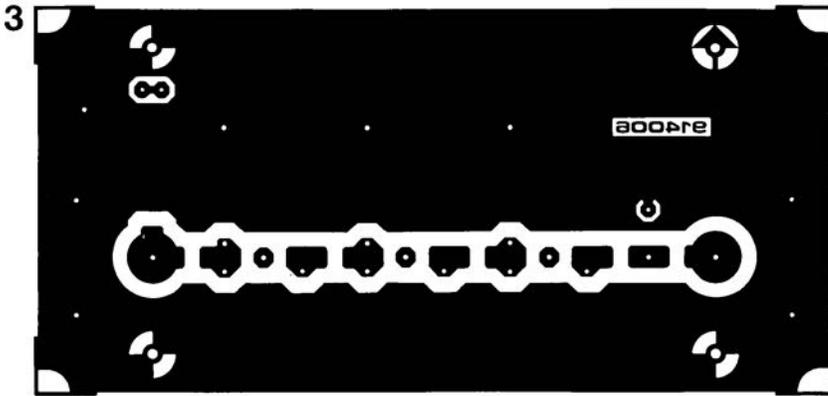
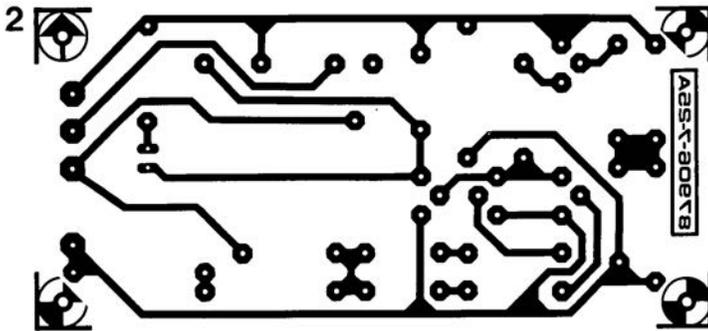
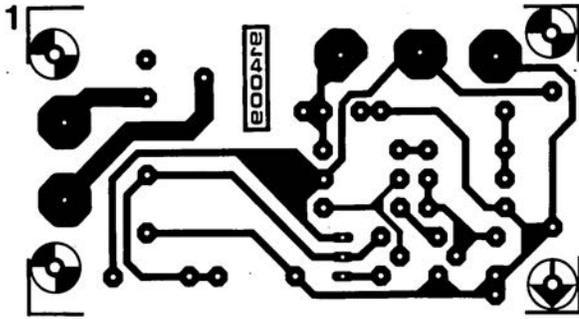
- D1 = BAT85
- IC1 = TLC272
- IC2 = 4030BE

Divers:

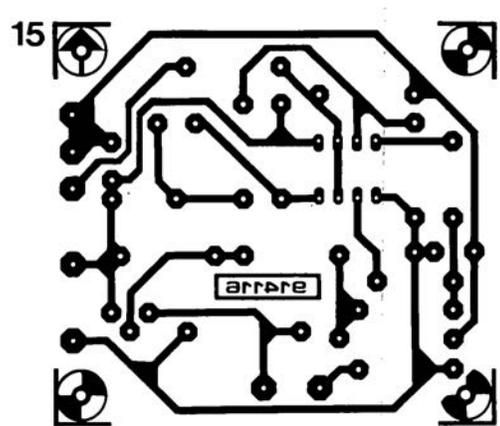
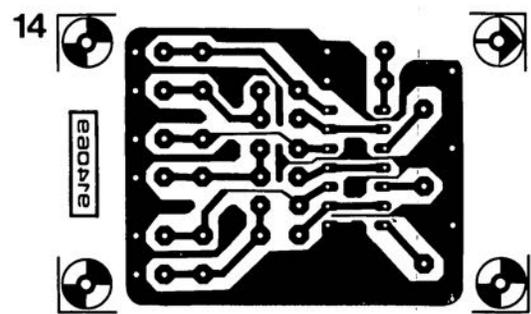
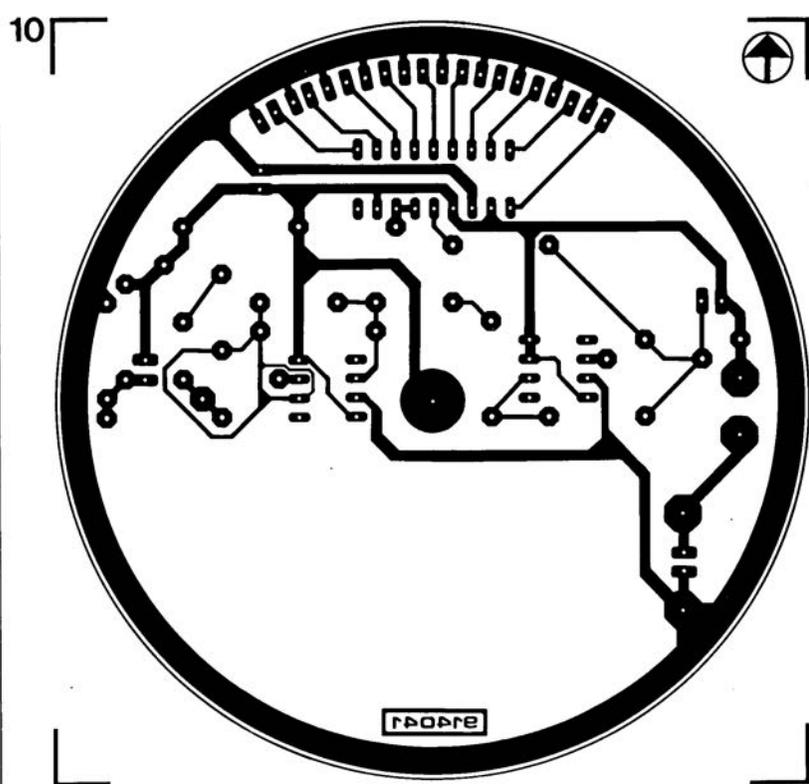
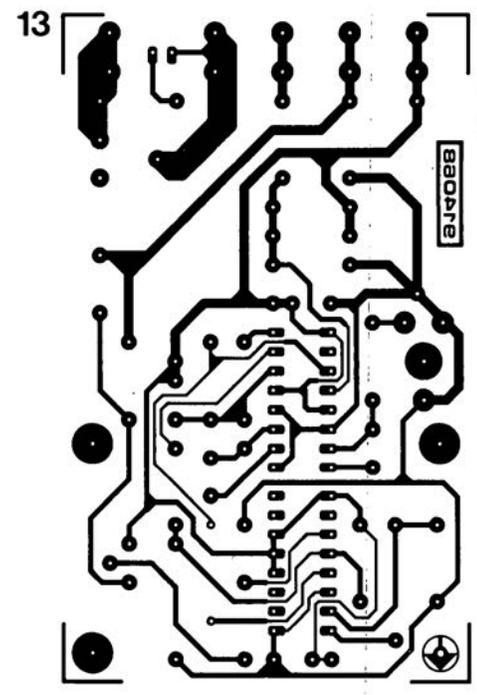
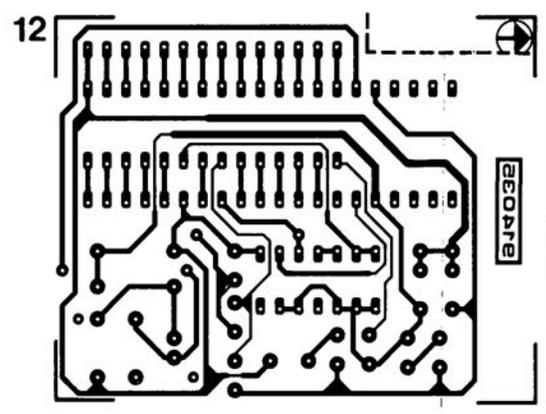
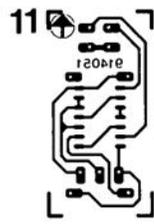
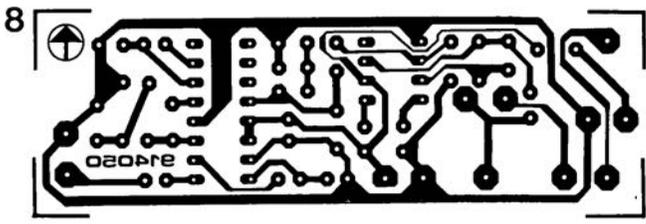
- L1, L2 = self de choc, 47 mH, radial
- K1 à K3 = embase Cinch encartable
- S1, S2 = interrupteur simple miniature

SERVICE

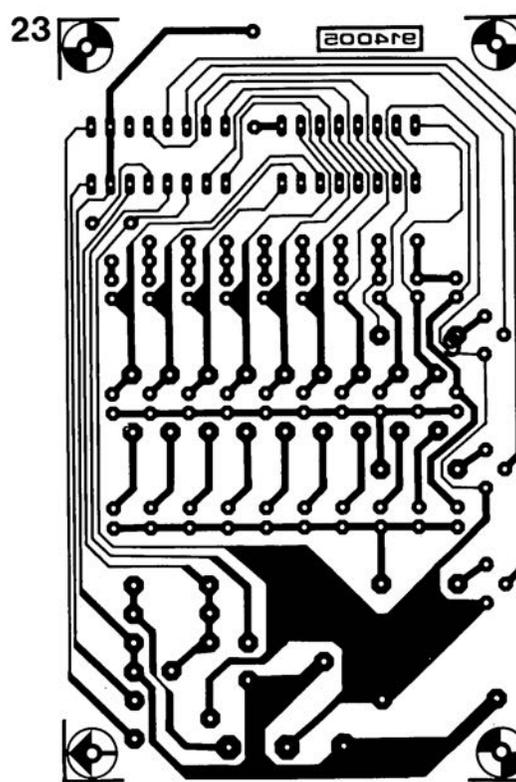
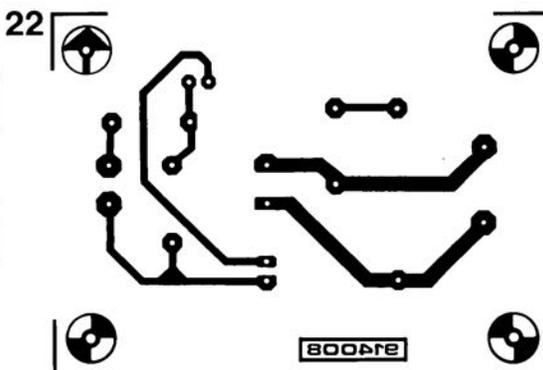
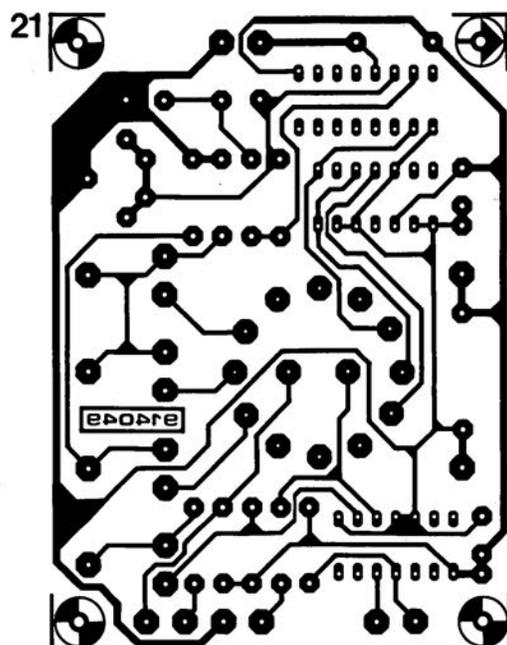
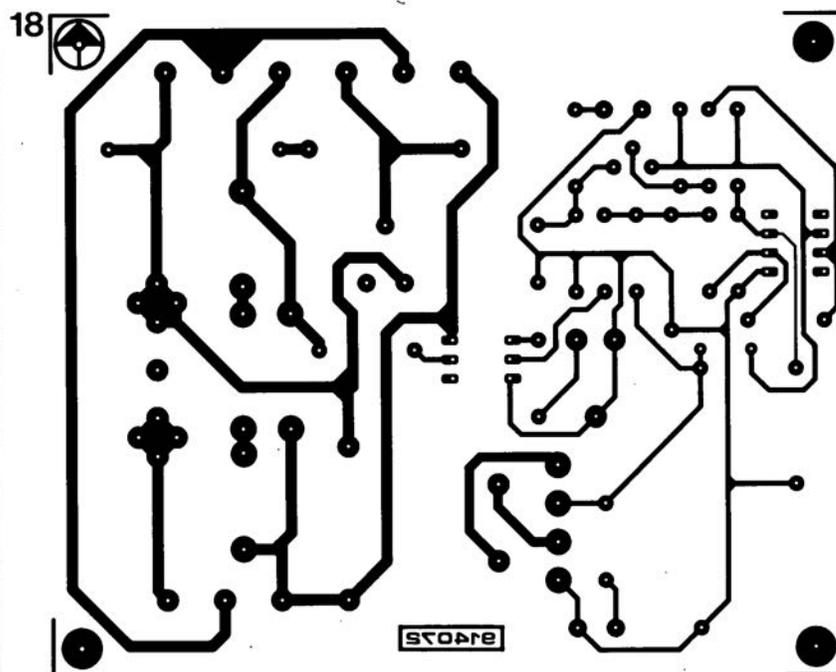
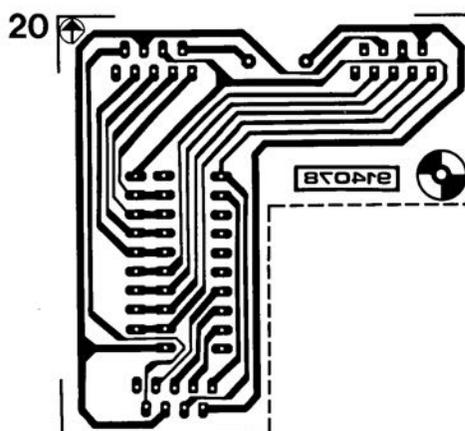
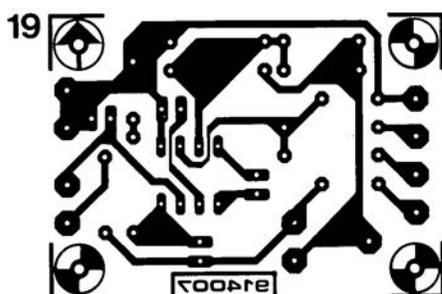
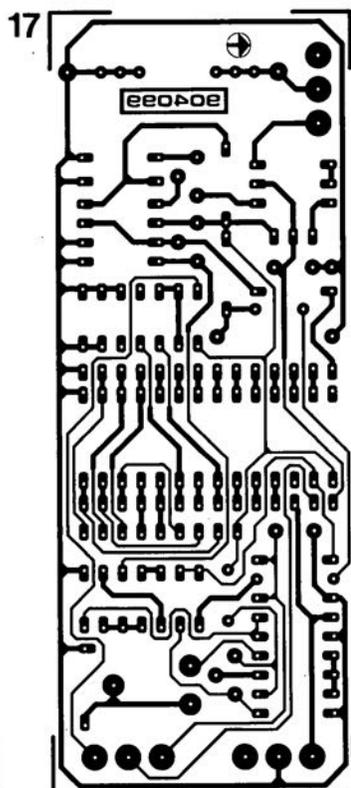
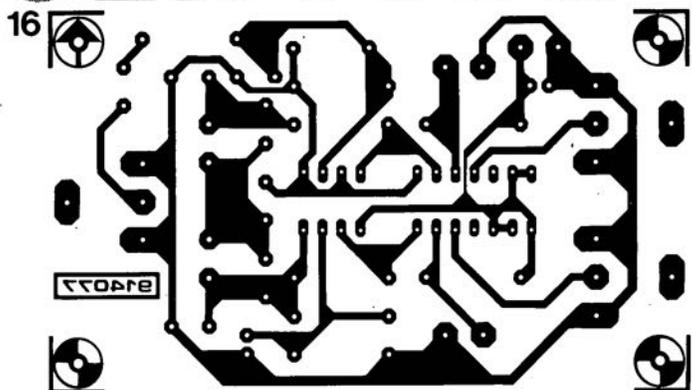
- 1 Commande de lave & essuie-glace
- 2 Protection CC pour haut-parleur
- 3 Amplificateur UHF
- 4 Temporisateur universel
- 5 Indicateur C-D-S pour batterie de voiture
- 6 Inverseur de sens de circulation (2x)
- 7 Module thermométrique LD
- 8 S-mètre pour récepteur à ondes courtes
- 10 Indicateur de puissance de champ: composants
- 11 Indicateur de puissance de champ: plan de masse
- 12 Accélérateur vidéo pour Archimedes
- 12 Adaptateur 1 Mbit pour programmeur d'EPROM
- 13 Circuit de commande automatique pour ventilateur d'automobile
- 14 Triple oscillateur HCMOS à quartz
- 15 Indicateur de crête



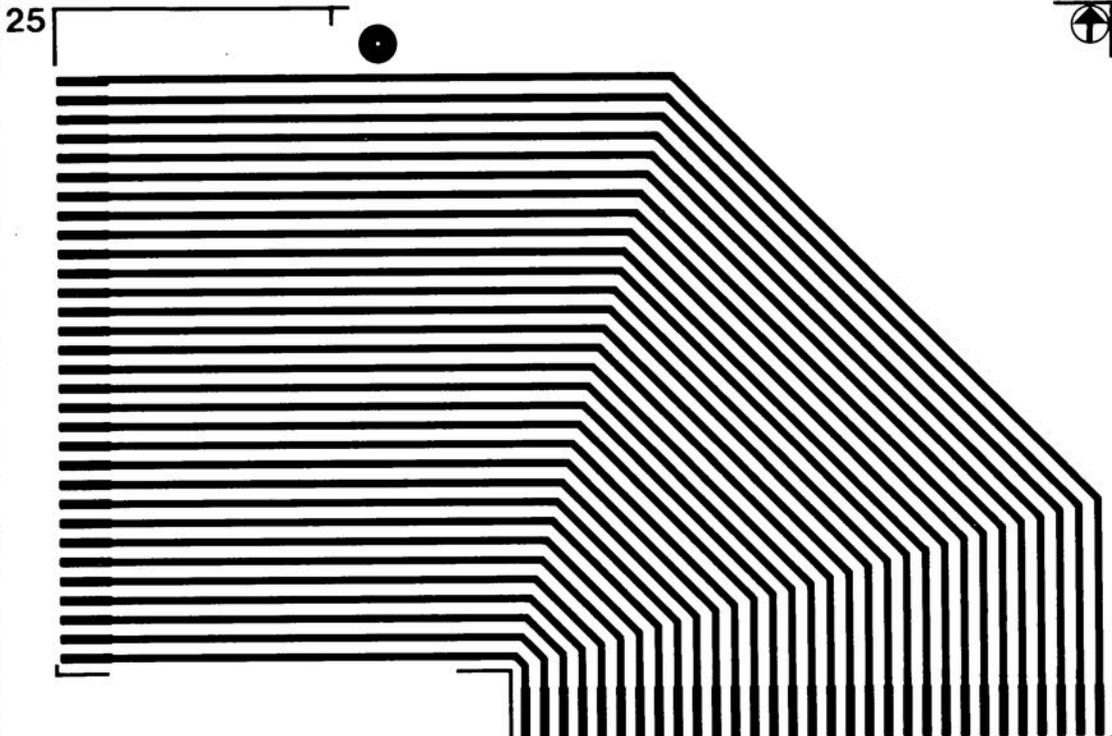
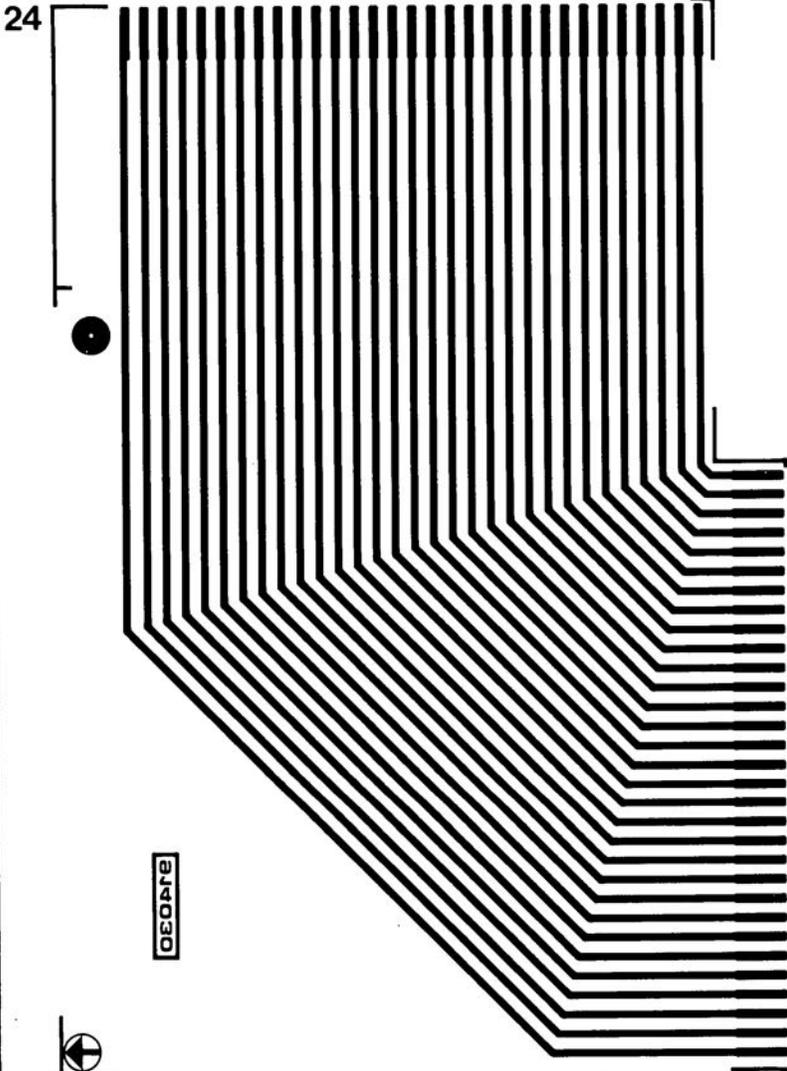
SERVICE



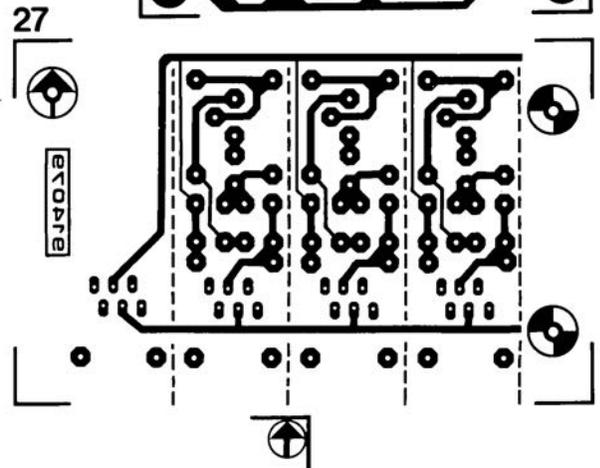
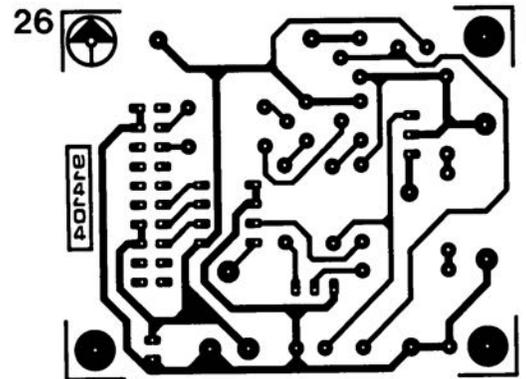
SERVICE



SERVICE



- 16 Séparateur de signaux de synchronisation
- 17 Émulateur de 2764
- 18 Interrupteur-esclave 220 V Version 2.0
- 19 Pont de Wien à alimentation symétrique
- 20 Commutateur souris-manche automatique pour Amiga
- 21 Capacimètre pour petits condensateur
- 22 Relais de sécurité électronique
- 23 Voltmètre numérique à LED
- 24 Carte d'extension de bus pour PC: recto
- 25 Carte d'extension de bus pour PC: verso
- 26 Le SCALP en testeur de capacité d'accu CdNi
- 27 Central téléphonique



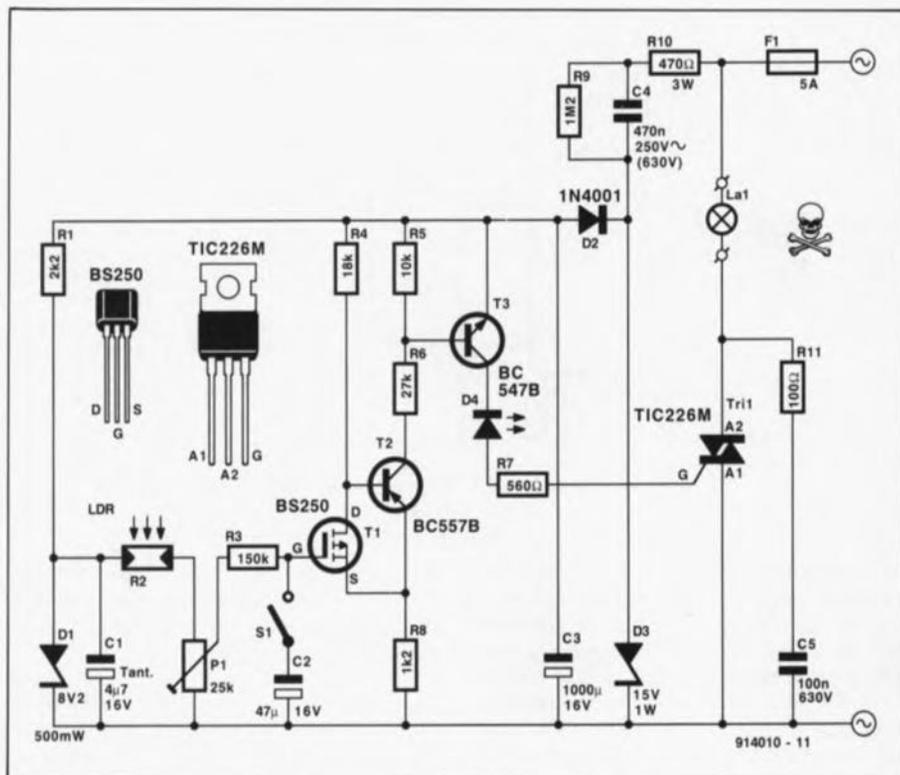
INTERRUPTEUR CRÉPUSCULAIRE

À SEMI-CONDUCTEUR

Cet interrupteur électronique est destiné à être connecté directement au secteur ce qui élimine tout besoin de circuit d'alimentation, réduisant ainsi le coût et les dimensions du montage. Lorsqu'il fait noir, le circuit applique la tension d'alimentation à une ampoule et la coupe dès que la lumière réapparaît. Les commutations se font sans relais, évitant ainsi des problèmes dus aux étincelles ainsi que la pollution du secteur entraînée par les contacts et la bobine d'un relais.

L'alimentation du circuit se fait directement à partir du secteur, à travers la résistance R10, les condensateurs C3 et C4 et les diodes D2 et D3. La diode-zener D1 fournit une tension de référence de 8,2 V à un réseau de mesure d'intensité de lumière réalisé à l'aide de l'ajustable P1 et de la photo-résistance R2 (*LDR = Light Dependent Resistor*). Lorsque l'intensité de la lumière captée par R2 diminue, ce composant voit sa résistance augmenter. De ce fait, la tension aux bornes de P1 diminue; il en va de même pour la tension grille-source du transistor FET, T1. Si l'interrupteur S1 est fermé, la constante de temps R3/C2 entraîne une variation de la tension de grille du transistor T1 beaucoup plus lente que celle présentée par la tension aux bornes de la photo-résistance R2. Cette différence est indispensable pour éviter que le circuit ne réagisse trop rapidement à la moindre fluctuation de l'intensité de la lumière ambiante.

Les composants T1, T2, R4, R5, R6 et R8 constituent un trigger de Schmitt. Dans des conditions normales, le transistor T1 est conducteur et, de ce fait, T2 bloque. Si maintenant la tension de grille du FET tombe en-dessous d'une certaine valeur, T2 devient passant, le transistor T3 passe également à l'état conducteur, et fournit



alors au triac Tri1 le courant de gâchette nécessaire au déclenchement de ce dernier. Si l'intensité de la lumière ambiante augmente et dépasse le niveau fixé à l'aide de l'ajustable P1, le transistor T1 redevient passant entraînant ainsi la désactivation du triac suite au blocage des transistors en amont: l'ampoule (La1) connectée au système s'éteint.

L'interrupteur S1 permet de mettre la constante de temps hors-service, possibilité qui facilite le réglage du circuit sachant qu'il réagit presque instantanément.

La résistance R9 sert à décharger le con-

densateur C4 une fois le circuit déconnecté du secteur.

ATTENTION: Comme l'ensemble du circuit véhicule la tension secteur, il est vital de veiller à une isolation parfaite. Il ne saurait être question d'effectuer la moindre intervention sur ce circuit tant qu'il est connecté au secteur. Il est essentiel, pour finir, d'implanter ce montage dans son boîtier plastique de façon à ce qu'il soit impossible d'entrer en contact avec le circuit lorsqu'il est relié au secteur. On pensera à le déconnecter lors de son réglage.

L. Lalic

AUTOMATISME DE MISE HORS-FONCTION

POUR ALIMENTATION À PILE

L'inconvénient classique et majeur de tout appareil alimenté par pile est que la pile est presque toujours épuisée à l'instant précis où l'on envisage de s'en servir. Si tel est le cas, il est fort probable cepen-

dant que le dernier utilisateur de l'appareil (suivez mon regard) a oublié de le mettre hors-fonction. L'automatisme de mise hors-fonction, objet de cet article, mettra fin une fois pour toutes à ce problème agaçant.

Il suffit d'une action sur le bouton pour fai-

re fonctionner l'appareil pendant une durée définie préalablement.

L'une des caractéristiques les plus intéressantes de ce circuit est sans aucun doute sa consommation de 0,00 mA au repos.

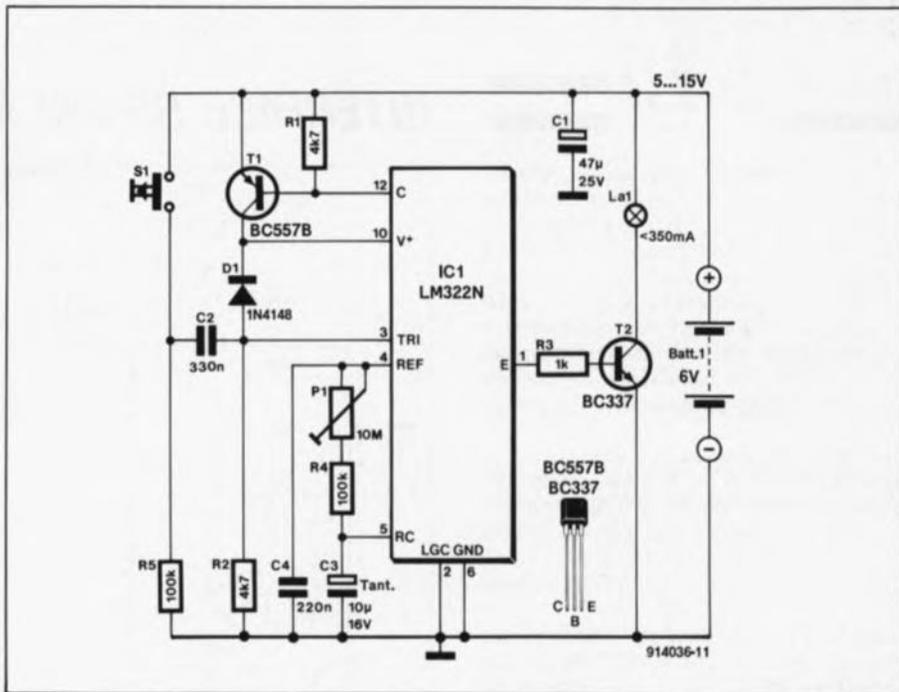
À la fin du cycle de fonctionnement, le

transistor T1 coupe, sans la moindre arrière-pensée, la tension d'alimentation de la totalité du circuit de l'automatisme. La (re)mise en fonction du circuit se fait à l'aide de l'énergie disponible dans l'impulsion de mise en fonction. Si l'on appuie sur le bouton-poussoir S1, la tension d'alimentation est appliquée directement aux bornes du condensateur C2. Grâce à l'effet de différenciation du réseau RC réalisé à l'aide de la résistance R2 et du condensateur C2, la diode D1 peut appliquer brièvement la tension d'alimentation à l'entrée V+ du circuit intégré. Cette impulsion suffit à activer le circuit intégré et à démarrer le temporisateur. La première chose que fait le circuit intégré après son activation est de faire passer le transistor T1 à l'état conducteur. Ce composant assure ensuite l'application de la tension d'alimentation au circuit. À la fin du cycle, T1 bloque à nouveau et la consommation d'énergie cesse.

La durée du cycle de fonctionnement dépend de la valeur du condensateur C3 et de la résistance totale de la paire R4/P1. Elle se calcule à l'aide de la formule suivante:

$$t = (P1 + R4) \times C3 \quad [\text{secondes}],$$

(résistances de P et de R exprimées en K Ω et capacité de C en μ F).



L'intensité maximale du courant traversant le transistor T2 est de 350 mA. La tension d'alimentation du circuit doit être comprise entre 5 et 15 V et l'amplitude d'enclenchement minimale est de 5 V. Avec le dimensionnement de notre proto-

type (cf. schéma) on dispose d'une durée de cycle de fonctionnement comprise entre 1 et 100 secondes. Au cours du cycle, la consommation de courant est de 4 mA environ (sous une tension d'alimentation de 6 V).

039

De tout temps, les régulateurs de tension linéaires se sont subdivisés – en fonction de l'emplacement du dispositif de régulation – en 2 groupes: les régulateurs-parallèle et les régulateurs-série.



Le régulateur shunt ou parallèle le plus connu est sans la doute la diode zener. Sachant que leur principe de fonctionnement convient mieux à la stabilisation d'une tension associée à un courant de sortie de valeur intéressante, ce sont les régulateurs-série que l'on rencontre le plus souvent. Les régulateurs-série les plus classiques sont sans aucun doute les régulateurs intégrés de la famille 78XX.

L'existence du TL431 de Texas Instruments prouve que le développement des régulateurs shunt est loin d'être terminé. La version commerciale de ce régulateur shunt de haute précision, le TL431C, est un composant exceptionnel qui se carac-

RÉGULATEUR DE TENSION SHUNT

térise par une superbe stabilité en température (voir tableau) et une résistance dynamique très faible. Le TL431 est sans doute digne du titre "l'ultime diode zener". Outre les caractéristiques dénommées ci-dessus, le TL431, comporte, si on le compare à une diode zener, un dispositif additionnel très intéressant. Il est possible, à l'aide de 2 résistances, de régler sa "tension zener" à n'importe quelle valeur comprise entre 2,5 et 36 V.

Pour garantir un fonctionnement impeccable du composant, il est indispensable qu'un courant de cathode de 1 mA au minimum traverse le circuit intégré. Dans ces conditions la tension aux bornes du régulateur est de:

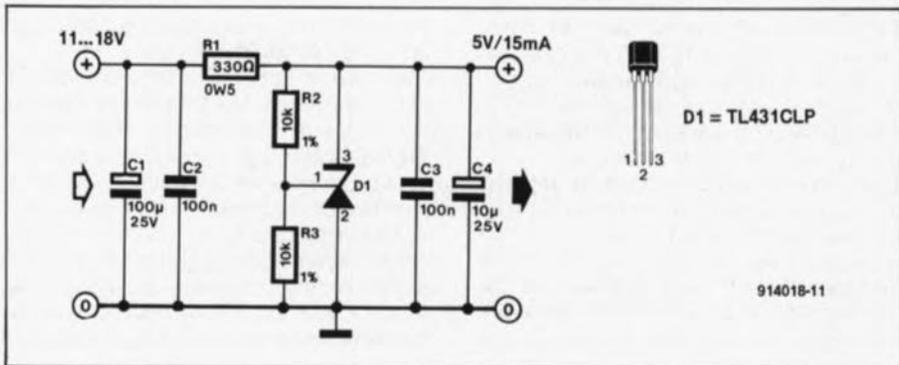
$$U_{ca} = 2,5 \cdot (1 + R2/R3).$$

Caractéristiques techniques

tension de cathode	2,5 à 36 V
courant de cathode (minimum)	150 mA (1 mA au minimum)
dissipation (à 25°C)	775 mW
résistance dynamique (typ.)	0,5 Ω (0,2 Ω)
coefficient de température	30 ppm/K

Si l'on donne aux résistances R2 et R3 une valeur pas trop importante, le courant à travers la broche de référence (4 μA au maximum) est négligeable.

Le schéma donne une application typique pour le TL431C: un module d'alimentation 5 V compact.



040

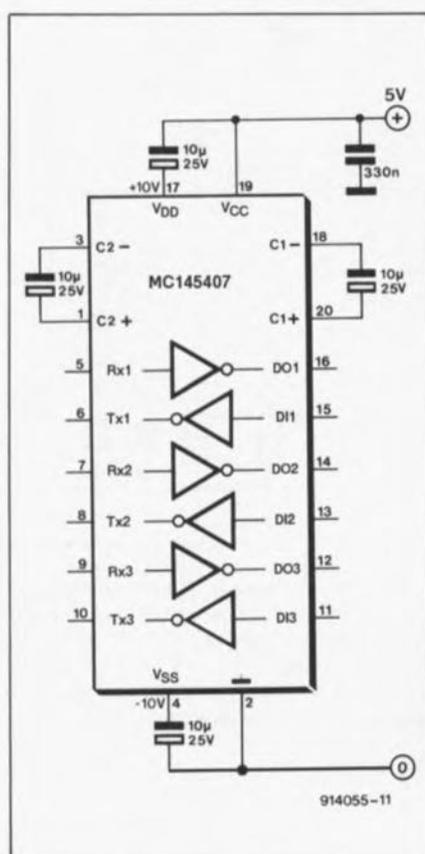
Les ordinateurs de conception relativement ancienne (qu'est un lustre en micro-informatique) tels que les IBM-PC et Compatibles que nous sommes pour la plupart à posséder, l'alimentation fournissait, outre le +5 V également le + et -12 V. La tension de +12 V sert non seulement à l'alimentation des lecteurs de disquettes et du disque dur, mais aussi, de concert avec le -12 V, à celle de l'interface RS-232.

Ces dernières années il a été mis sur le marché un certain nombre de circuits intégrés spécialisés tels que le MAX232 capables de commander des canaux sériels sous + et -12 V en ne faisant appel qu'à une seule tension d'alimentation, à savoir 5 V.

Nous avons "l'honneur et l'avantage" de vous présenter ici le MC145407 de Motorola qui se contente de 4 condensateurs de 25 µF pour produire une tension symétrique de + et -10 V —on notera, que dans le cas d'une liaison aux normes RS-232, les tensions peuvent évoluer dans une plage comprise entre 5 et 15 V. Le circuit dispose en outre de 3 tampons d'entrée et d'autant de tampons de sortie (le MAX232 n'en a que 2).

Au cas où vous auriez besoin d'un nombre plus grand de tampons, ce circuit est capable, depuis ses broches V_{DD} et V_{SS}, d'alimenter un 145406 additionnel, de sor-

INTERFACE RS-232 MONO-ALIMENTATION



te que vous disposez cette fois d'une demi-douzaine de tampons d'entrée et d'un nombre identique de tampons de sortie.

Les 2 tensions de 10 V sont produites à l'aide d'un oscillateur interne travaillant à 20 kHz associé à 2 doubleurs de tension. Dès que le courant drainé atteint une certaine valeur, lors de la connexion d'une charge donc, les tensions chutent quelque peu, mais restent toujours largement à l'intérieur des normes RS-232.

Au repos, le courant drainé par ce circuit n'est que de 1,5 mA. Dès que les tampons doivent fournir du courant, la valeur du courant drainé augmente bien évidemment pour être, en raison de la présence des doubleurs de tension, au moins deux fois supérieure au courant drainé par la charge.

Lors de la réalisation, il est souhaitable de maintenir les condensateurs le plus près possible des broches du MC145407 auxquelles ils doivent être connectés. Le condensateur de découplage de 330 nF sera monté aussi près que possible des broches 2 et 19 (éventuellement côté pistes). Si vous utilisez un support pour le MC145407, prenez-en un de bonne qualité (mieux encore n'en prenez pas) car lors de la charge des condensateurs il circule des courants de crête non négligeables.

041

REDRESSEUR DE PRÉCISION POUR MULTIMÈTRES NUMÉRIQUES

Ce circuit simple, basé sur un unique amplificateur opérationnel travaillant en mode non-inverseur, est une extension de redressement de précision pour voltmètres numériques.

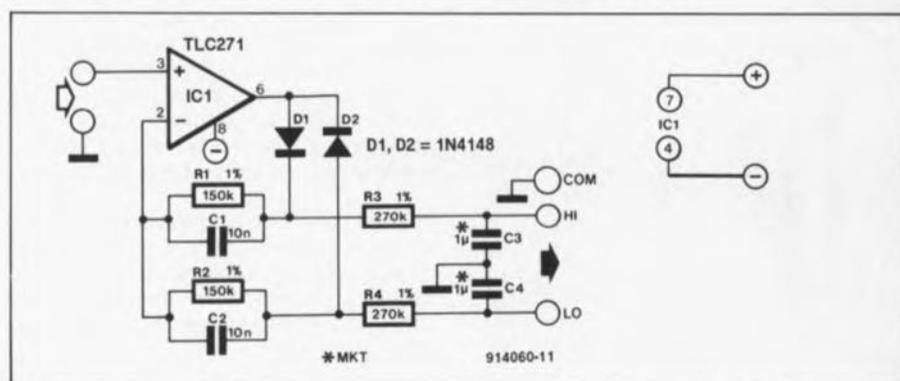
Le circuit peut être connecté à un diviseur de tension à haute impédance sans qu'il ne soit nécessaire de faire appel à un étage tampon additionnel, dont l'utilisation connaît 2 inconvénients majeurs, à savoir une augmentation du coût et celle de la consommation de courant.

Autre avantage de ce circuit: la précision n'est pas affectée par la tension de dérive de l'amplificateur opérationnel. Le redressement est doté d'une sortie différentielle de manière à permettre sa connexion directe aux entrées IN-LO et IN-HI de circuits conçus spécialement pour la mesure de tension tels que le 7106 et autres circuits aux fonctions équivalentes.

IC1 est un amplificateur opérationnel de type LinCMOS travaillant en mode tension de polarisation élevée (high bias).

Le TLC271 possède une bonne réponse aux fréquences et ce à une consommation de courant faible, de 1 mA environ.

Pour toutes les applications pratiques, le gain de l'amplificateur opérationnel est égal à 2R1/R3, où R1 = R2 et R3 = R4. Aux valeurs du schéma, le gain est très



proche de 1,1107, valeur qui correspond au facteur de forme de la racine carrée moyenne (rms = *root mean square*) pour les ondes sinusoïdales.

Bien qu'optionnels, les condensateurs C1 et C2 améliorent, aux fréquences élevées, la réponse et la stabilité du redresseur, du redresseur, aux fréquences élevées.

Toute composante continue présente à l'entrée, de même que la tension de dérive de IC1, prennent l'aspect d'une tension en mode commun aux bornes de C3 et C4 et sont donc supprimées. La constante de temps R3C3 (ou R4C4) détermine la réponse du redresseur aux fréquences bas-

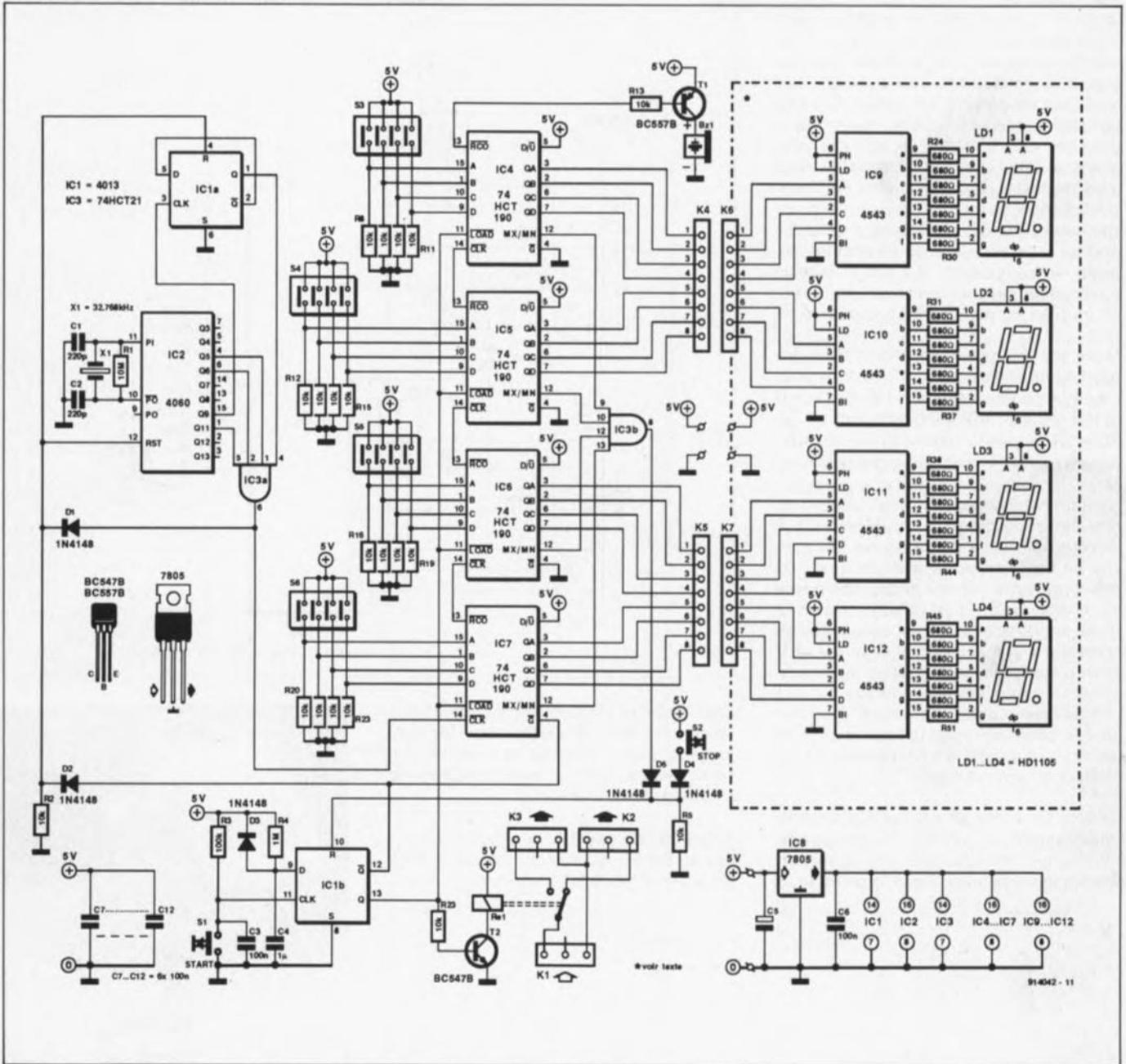
ses. Avec les valeurs de composants utilisées ici, la bande passante délimitée par une précision inférieure ou égale à 1% s'étend 5 Hz à 20 kHz.

Le circuit tire son alimentation de la pile de 9 V présente dans le multimètre numérique. La masse du redresseur est reliée à la borne COM du module dont le potentiel se situe à quelque 2,8 V en-dessous de celui de la tension d'alimentation positive. On choisira pour le multimètre numérique le calibre correspondant à un débattement à pleine échelle de 200 mV.

R. Shankar

042

MINUTERIE ÉLECTRONIQUE UNIVERSELLE



Cette minuterie électronique universelle, notablement moins compliquée que ne laisserait supposer le schéma, permet de faire fonctionner l'appareil qui lui est connecté pendant une durée définie au préalable. Les applications d'un tel circuit sont trop nombreuses pour être énumérées exhaustivement: solariums, châssis à insoler et autres agrandisseurs.

Le circuit, conçu pour une réalisation très compacte, comporte 4 décades. Il est possible ainsi de régler une période d'activation de durée comprise entre 0,1 et 999,9 secondes. Le réglage de la durée de la période d'activation se fait à l'aide de 4 roues codeuses, S3 à S6. Cette valeur est ensuite stockée dans 4 circuits compteurs du type 74HCT190 (IC4 à IC7). Pour faciliter le réglage, la durée choisie par l'utilisateur est visualisée instantanément par l'intermédiaire de 4 afficheurs à

7 segments à LED, LD1 à LD4. Après une action sur le bouton-poussoir START (MARCHE), S1, les compteurs sont bloqués, le décomptage commence et le relais Re1 est excité. Au repos, les contacts des borniers K1 et K2 sont interconnectés et la charge reliée au bornier K3 reste hors-tension. L'excitation du relais entraîne elle, au contraire, une commutation, de sorte que K1 est maintenant relié à K3. Lors de la période d'activation, l'appareil connecté au bornier K3 est relié de ce fait au secteur (si tant est que K1 soit relié au secteur bien sûr). À la fin de la période d'activation, le résonateur Bz1, pris en série dans la ligne du collecteur du transistor T1, se manifeste brièvement. Le bouton-poussoir STOP (ARRET), S2, permet de terminer une période d'activation. Après écoulement de la durée définie, l'oscillateur (IC2) cesse de fonctionner et le relais est relâché. La durée d'activation

définie préalablement est alors visualisée à nouveau par les afficheurs. Nous avons doté l'oscillateur de son propre quartz, ceci pour garantir une précision suffisante.

Certains d'entre nos lecteurs fidèles auront sans doute reconnu les 4 modules d'affichage utilisés. Il s'agit en effet d'un circuit existant, décrit, dans le numéro 132 (juin '89) d'Elektor, sous le nom **EDITS: module d'affichage de l'adresse**. Comme ce montage est réalisé en partie avec des composants pour montage en surface (CMS), l'unité d'affichage de notre minuterie électronique reste relativement compacte. Pour alimenter ce circuit, on peut utiliser un module d'alimentation secteur de 300 mA et un régulateur de tension du type 7805.

043

COMMUTATEUR SOURIS/MANCHE AUTOMATIQUE

POUR AMIGA

Voilà un montage qui ne manquera pas d'intéresser tout possesseur d'un ordinateur Commodore du type Amiga lassé de devoir déconnecter sa souris chaque fois qu'il veut se servir d'un second manche de commande. Le commutateur décrit dans cet article mettra fin une fois pour toutes à cette situation gênante. Il s'agit d'un dispositif de commutation électronique à connecter au port-1 pour manche de commande qui est extrêmement simple à réaliser et ne nécessite qu'un nombre modeste de composants. Le circuit détecte automatiquement si l'on se sert de la souris ou bien du manche de commande.

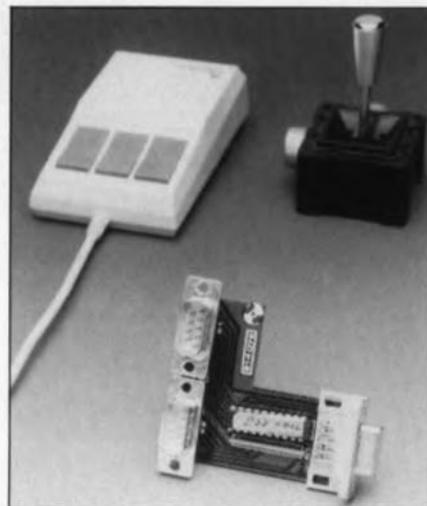
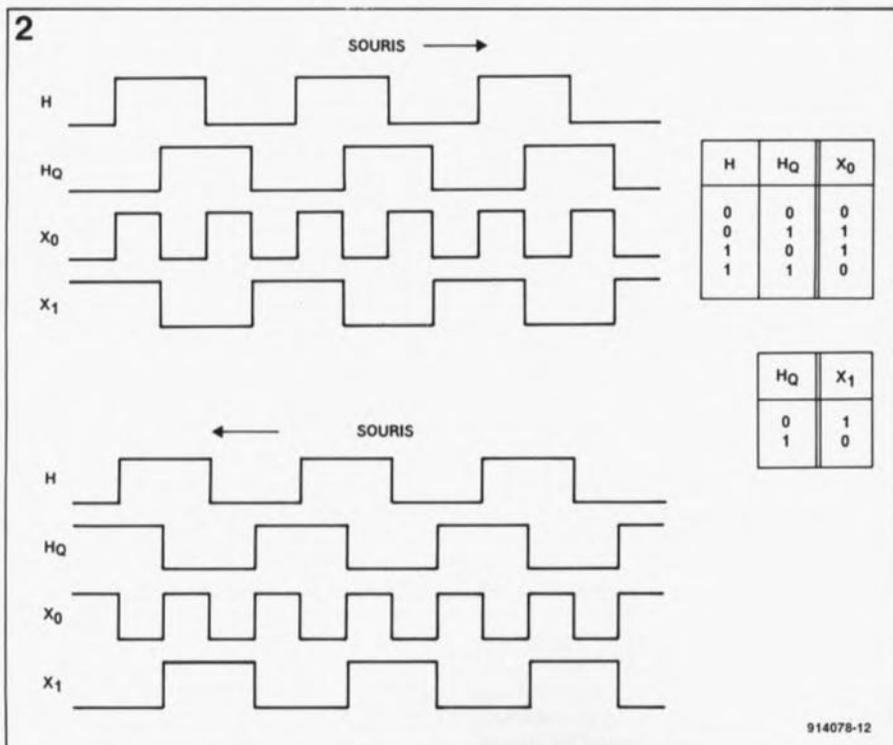
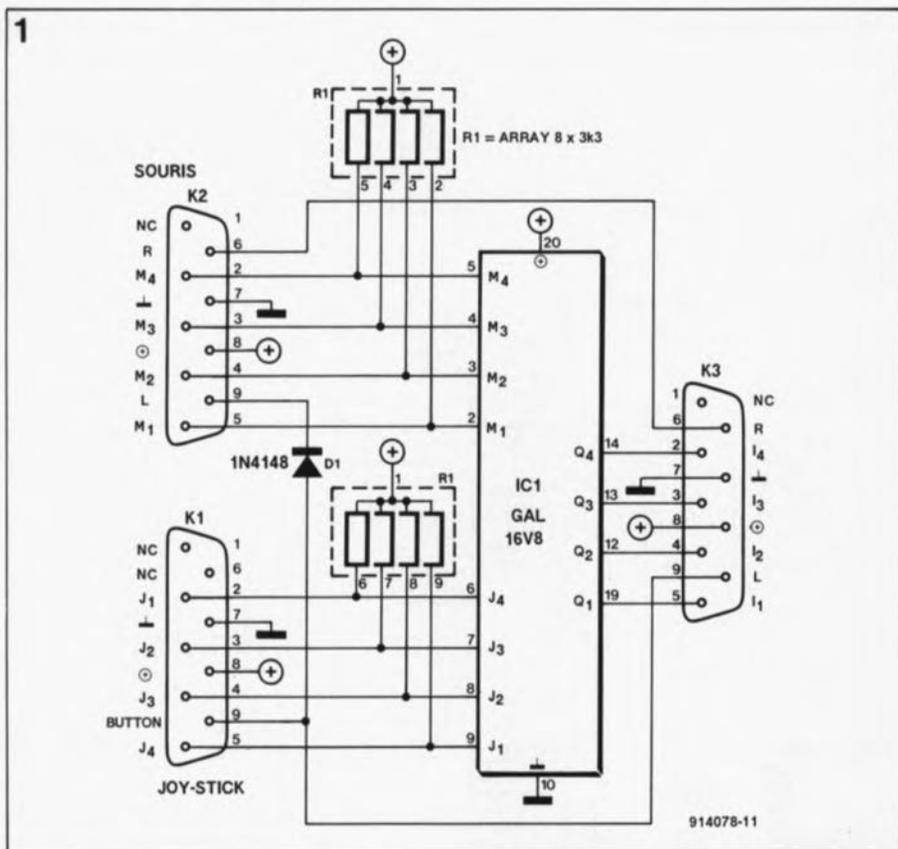
Outre les 2 signaux en provenance des touches de contact, la souris, fournie avec l'Amiga, génère 4 signaux. Les signaux **H** et **HQ** (ou **V** et **VQ**) indiquent la direction, **X0** et **X1** la vitesse (figure 2). Un manche de commande fournit des signaux similaires.

Il faudra noter cependant que l'activité du manche de commande est plus facile à détecter que celle d'une souris. Le manche de commande est actif lorsque l'un des 4 signaux indiquant la direction passe au niveau bas. Pour détecter l'activité d'une souris pourtant, il est nécessaire de comparer l'état actuel des Lignes **H** et **V** avec l'état précédent de ces mêmes lignes. La souris est active lorsqu'il existe une différence entre ces 2 états. Ceci même à la conclusion que la réalisation d'un détecteur d'activité de souris requiert un bistable et une horloge.

Dans ce circuit on fait appel à une solution sensiblement plus simple, utilisant le délai introduit par une GAL dans la propagation des signaux logiques. Dans la pratique le

décalage introduit n'a pas la moindre importance, permettant d'utiliser même les GAL les plus lentes. Un délai de quelques nano-secondes suffit à une détection de l'activité de la souris.

La touche de gauche de la souris est reliée au bouton du manche de commande à travers la diode D1. Pour éviter que des



Liste des composants

Résistances:

R1 = réseau résistif, 8 x 3kΩ3

Semi-conducteurs:

D1 = 1N4148

IC1 = GAL 16V8 programmée (ESS 6004)

Divers:

K1, K2 = connecteur mâle sub-D,

9 contacts, coudé, encartable

K3 = connecteur femelle sub-D,

9 contacts, coudé, encartable

3
***IDENTIFICATION**

ELEKTOR;

***TYPE GAL16V8;**
***PINS**

 M1=2, M2=3, M3=4, M4=5, J1=9, J2=8, J3=7,
 J4=6, Q2.T=12, Q3.T=13, Q4.T=14

 HOUT.T=15, VOUT.T=16, SWM.T=17, DIF.T=18,
 Q1.T=19;

***BOOLEAN EQUATIONS**

$$SWM = /DIF \& SWM \& J1 \& J2 \& J3 \& J4$$

$$+ DIF;$$

$$Q1 = SWM \& M1$$

$$+ /SWM \& J1;$$

$$Q2 = SWM \& M2$$

$$+ /SWM \& J2;$$

$$Q3 = SWM \& M3$$

$$+ /SWM \& J3;$$

$$Q4 = SWM \& M4$$

$$+ /SWM \& J4;$$

$$VOUT = M1;$$

$$HOUT = M2;$$

$$DIF = /VOUT \& M1$$

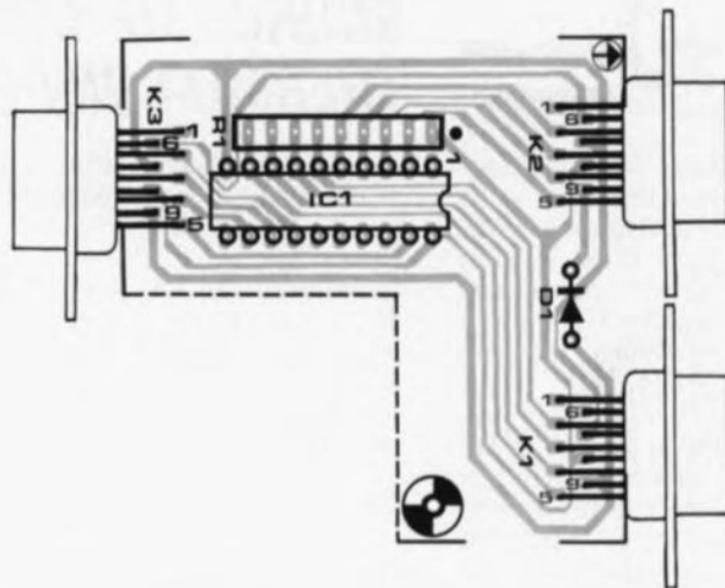
$$+ /M1 \& VOUT$$

$$+ /HOUT \& M2$$

$$+ /M2 \& HOUT;$$
***END**

914078-13

signaux non-définis se produisent lorsque l'une des entrées reste libre, l'entrée pour la souris et celle pour le manche de commande sont dotées de résistances de forçage au niveau haut.

4


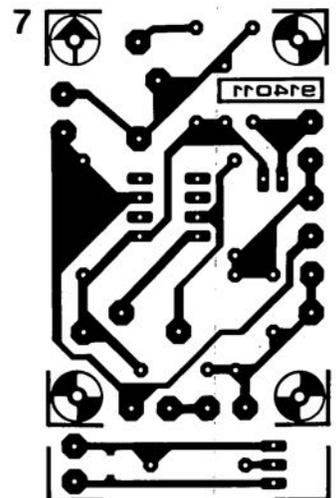
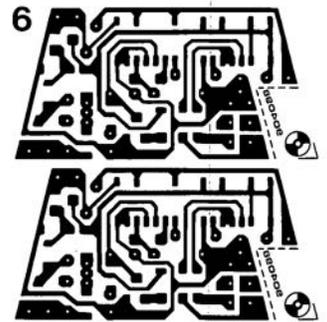
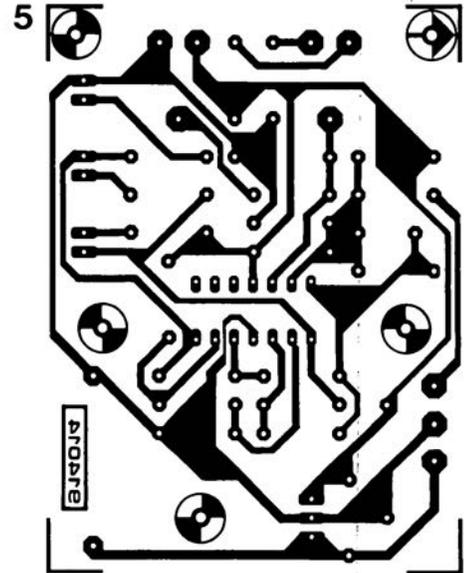
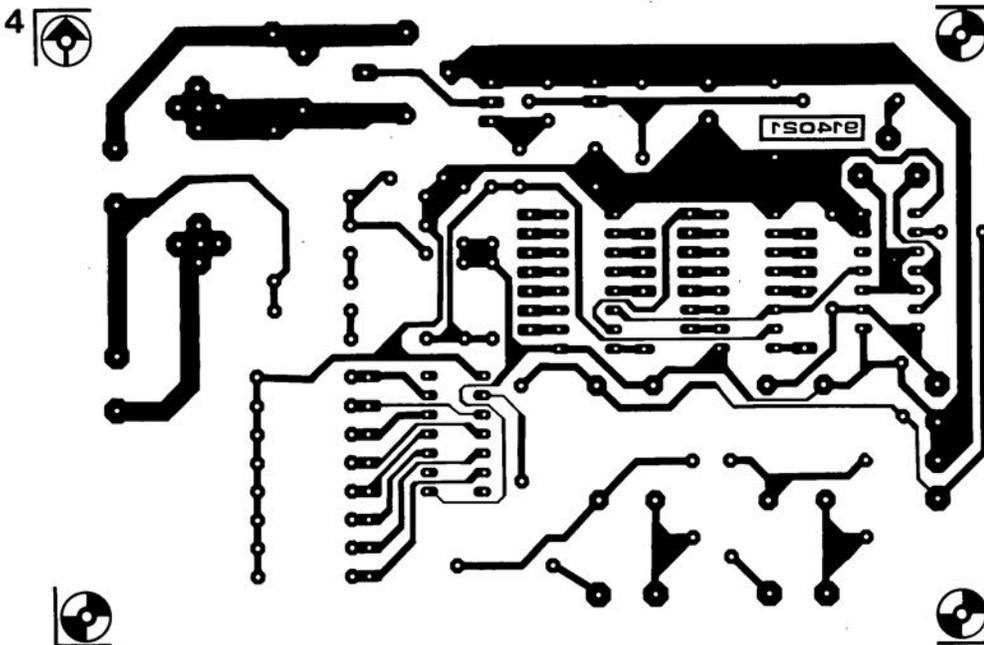
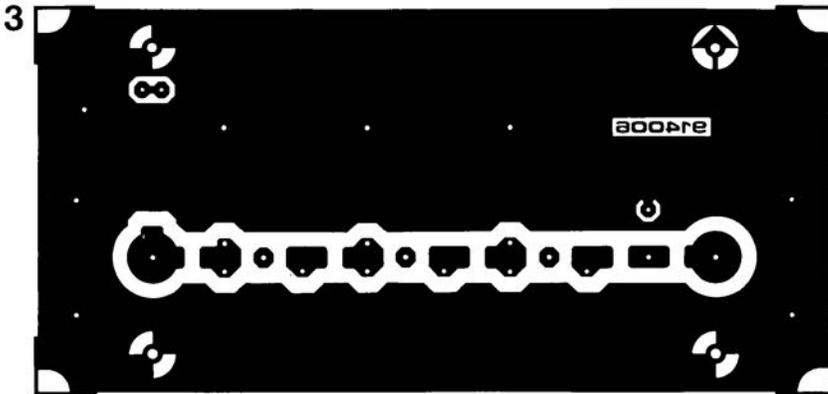
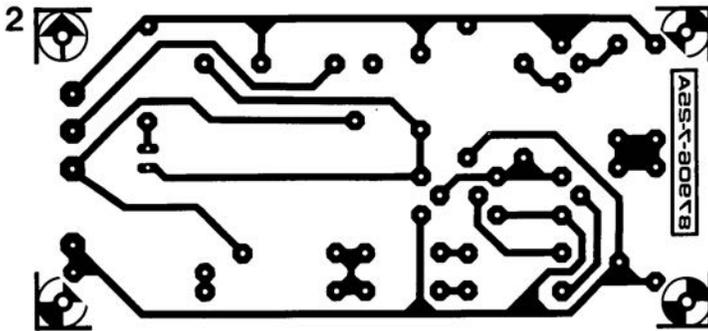
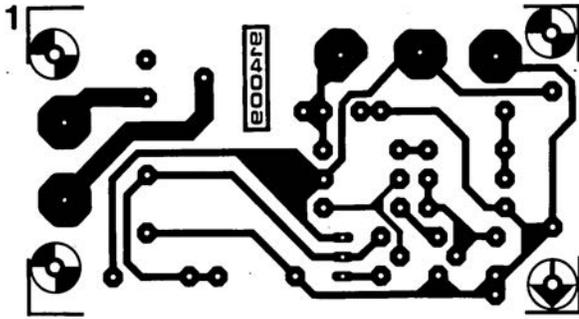
Ceux d'entre nos lecteurs, ayant à leur disposition un programmeur de GAL, peuvent utiliser le petit listing de la **figure 3** pour la génération d'un fichier **JEDEC**, nécessaire pour la programmation d'une

GAL. Il va sans dire que la GAL, programmée, est également disponible auprès des adresses habituelles.

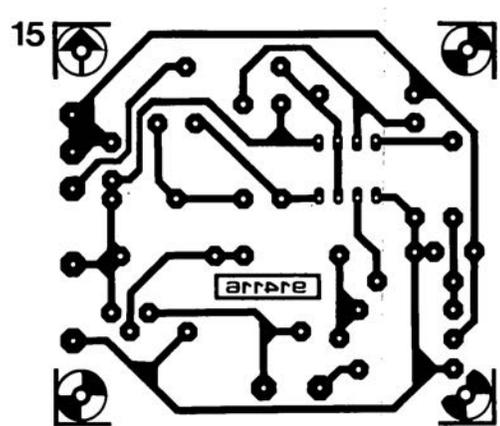
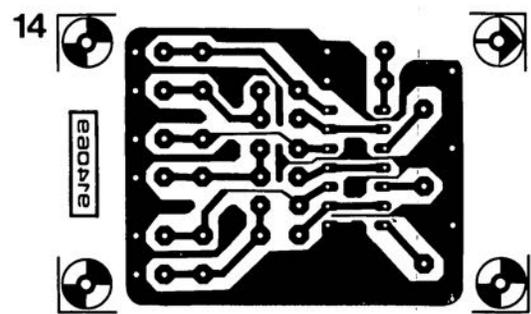
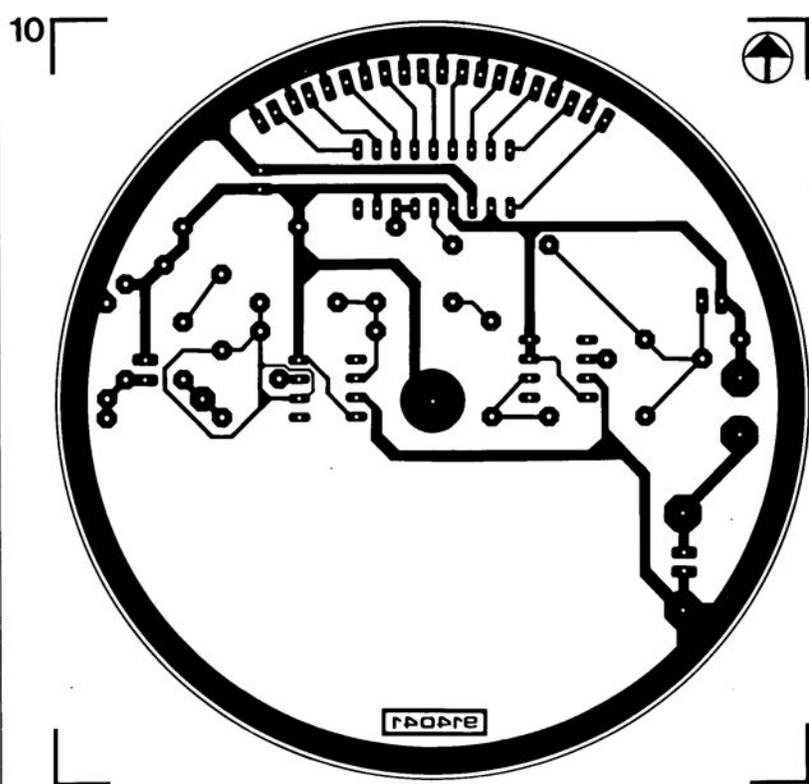
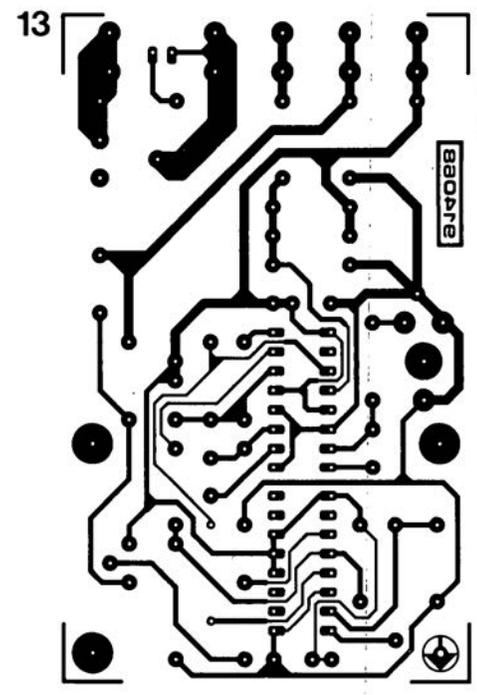
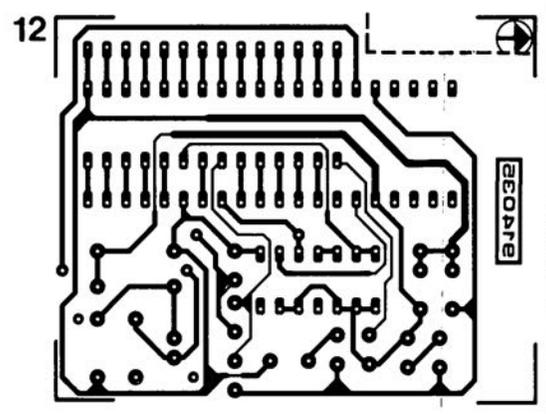
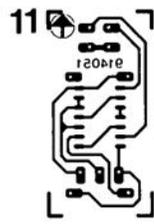
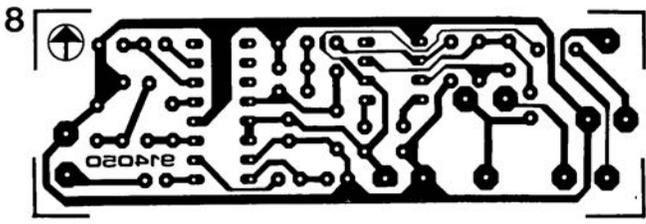
D. Gembris

SERVICE

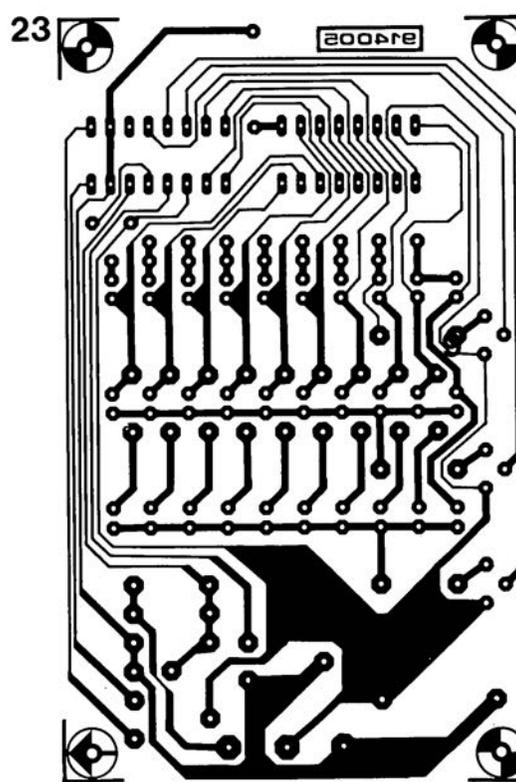
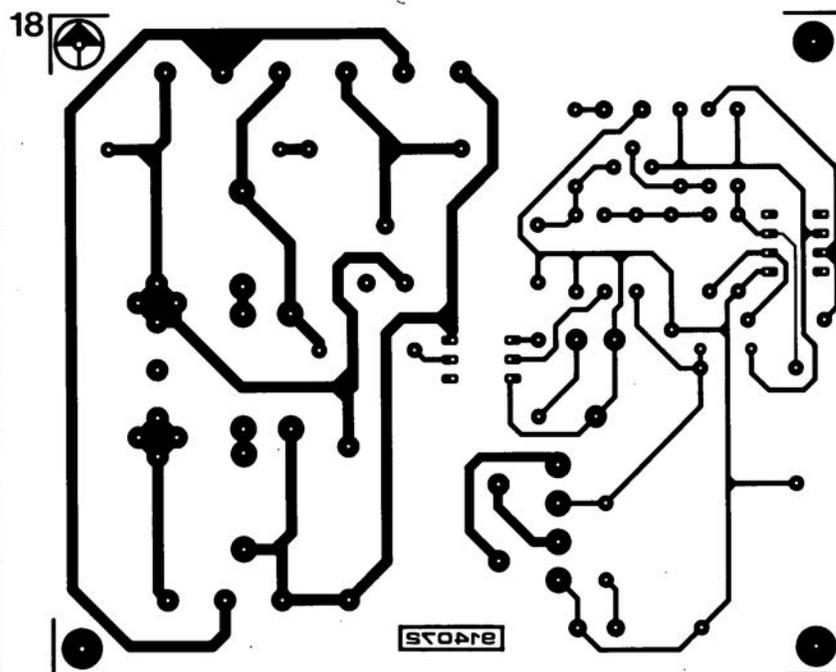
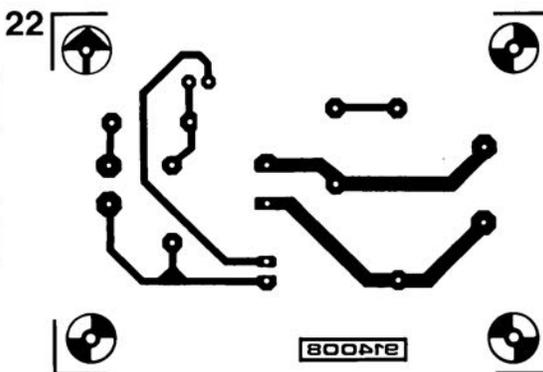
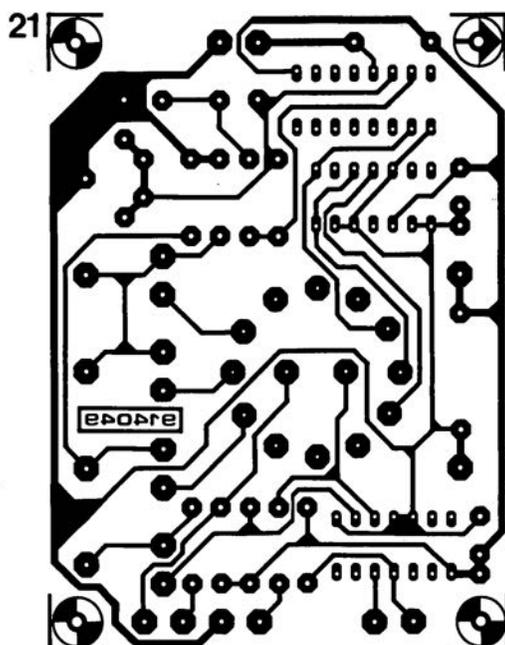
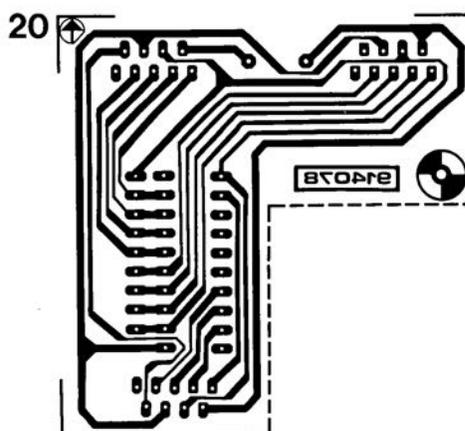
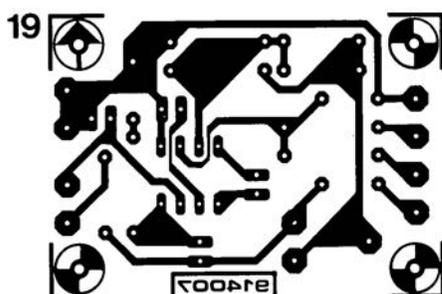
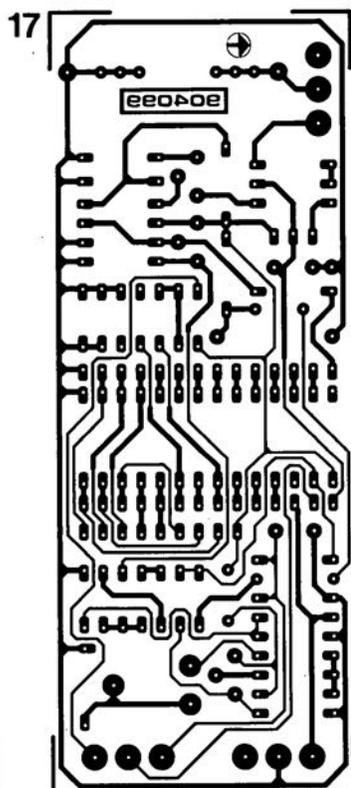
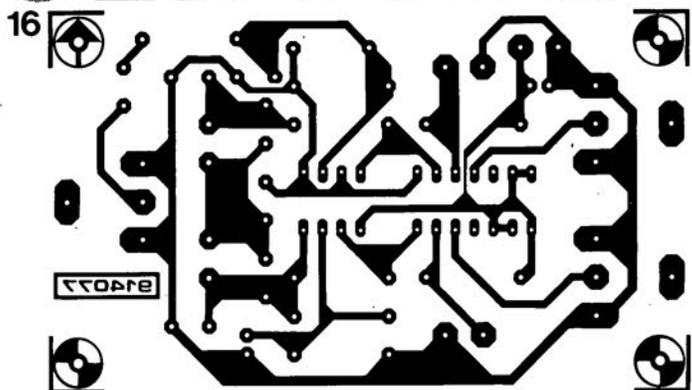
- 1 Commande de lave & essuie-glace
- 2 Protection CC pour haut-parleur
- 3 Amplificateur UHF
- 4 Temporisateur universel
- 5 Indicateur C-D-S pour batterie de voiture
- 6 Inverseur de sens de circulation (2x)
- 7 Module thermométrique LD
- 8 S-mètre pour récepteur à ondes courtes
- 10 Indicateur de puissance de champ: composants
- 11 Indicateur de puissance de champ: plan de masse
- 12 Accélérateur vidéo pour Archimedes
- 12 Adaptateur 1 Mbit pour programmeur d'EPROM
- 13 Circuit de commande automatique pour ventilateur d'automobile
- 14 Triple oscillateur HCMOS à quartz
- 15 Indicateur de crête



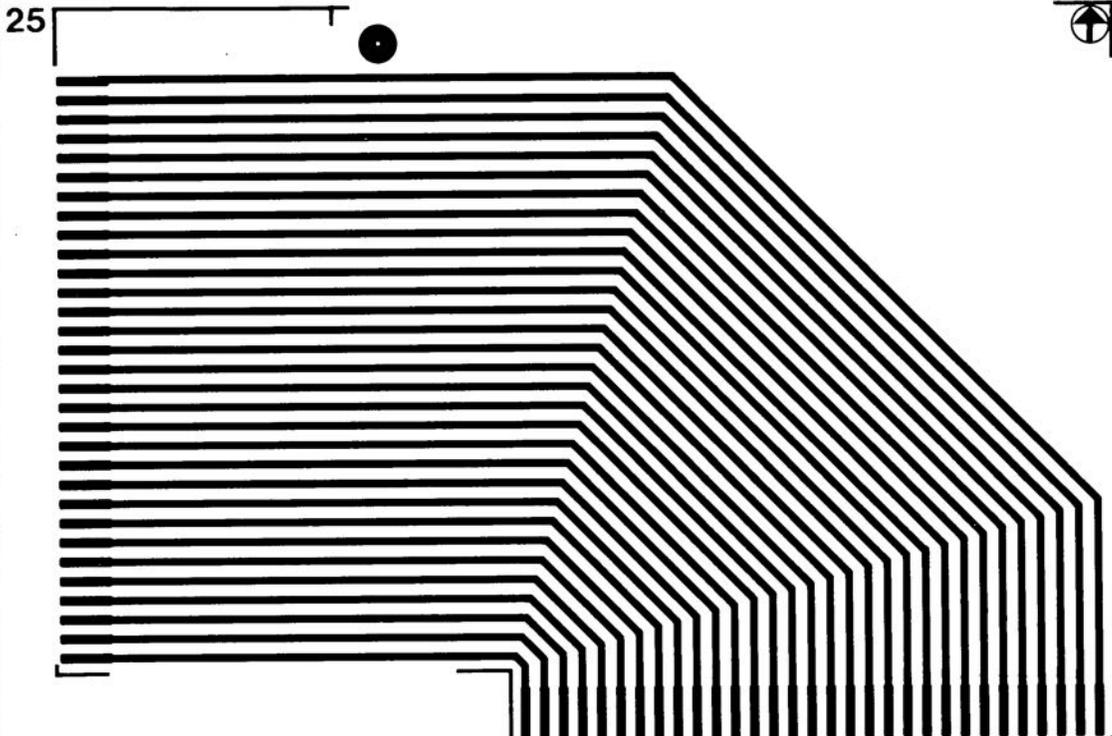
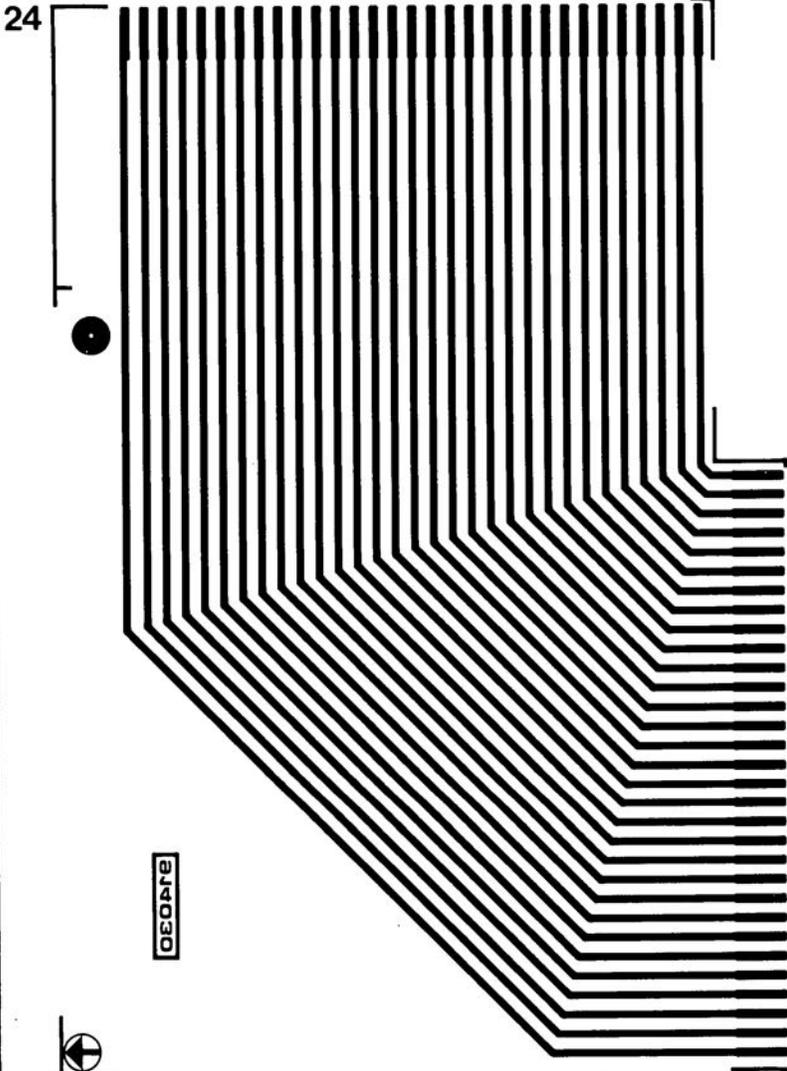
SERVICE



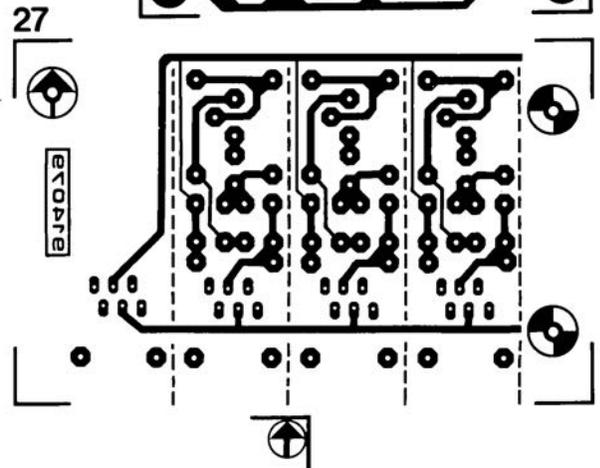
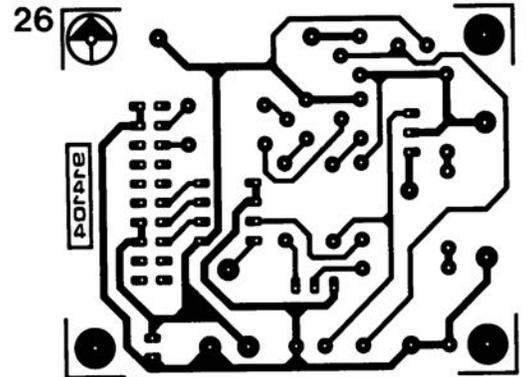
SERVICE



SERVICE



- 16 Séparateur de signaux de synchronisation
- 17 Émulateur de 2764
- 18 Interrupteur-esclave 220 V Version 2.0
- 19 Pont de Wien à alimentation symétrique
- 20 Commutateur souris-manche automatique pour Amiga
- 21 Capacimètre pour petits condensateur
- 22 Relais de sécurité électronique
- 23 Voltmètre numérique à LED
- 24 Carte d'extension de bus pour PC: recto
- 25 Carte d'extension de bus pour PC: verso
- 26 Le SCALP en testeur de capacité d'accu CdNi
- 27 Central téléphonique



VU-MÈTRE À LED DU PAUVRE

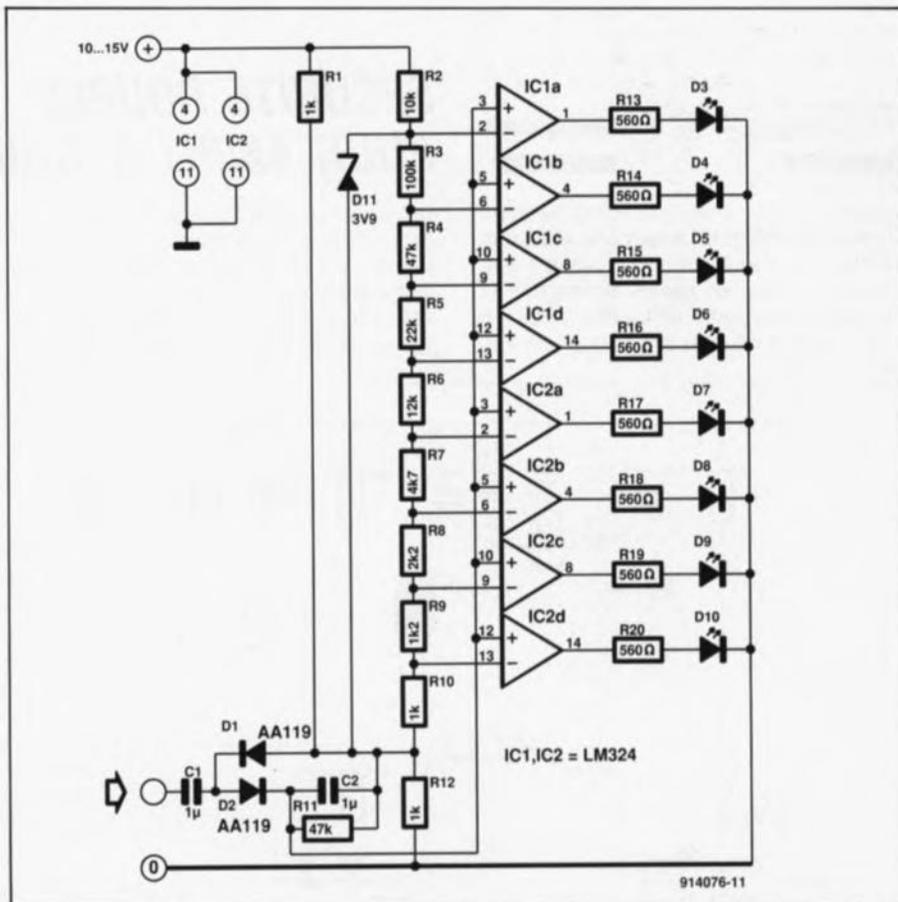
Il existe, dans le commerce, nombre de circuits intégrés permettant la réalisation, relativement simple, d'un VU-mètre. D'un point de vue "électronique", il est certainement beaucoup plus intéressant cependant de réaliser le VU-mètre, objet de cet article, à l'aide d'une bonne poignée de composants discrets peu coûteux.

Les 8 amplificateurs opérationnels, IC1a à IC1d et IC2a à IC2d, du schéma remplissent ici une fonction de comparateur. Une tension de référence est appliquée à l'entrée inverseuse de chacun des amplificateurs opérationnels. Le niveau de cette tension de référence est défini par la mise en série des résistances R3 à R10. Les valeurs de ces résistances ont été choisies de manière à obtenir une différence de 5 dB entre 2 niveaux de référence consécutifs.

Les résistances R1 et R12 font en sorte que le réseau des résistances R3 à R10 génère des tensions de référence étagées à partir de la moitié de la tension d'alimentation. On trouve, à l'entrée non-inverseuse des amplificateurs opérationnels, la tension d'entrée redressée; cette tension est également superposée à la moitié de la tension d'alimentation.

2 diodes au germanium (D1 et D2) du type AA119 se chargent du redressement de la tension d'entrée.

Si la tension appliquée à l'entrée non-inverseuse de l'un des amplificateurs opérationnels dépasse la tension de référence présente à son entrée inverseuse, on a basculement de la sortie de l'amplificateur opérationnel correspondant et illumination de la LED, connectée à la dite sortie à travers une résistance-série de 560 Ω.



Une tension d'entrée en augmentation se traduit alors par l'illumination d'un nombre de LED de plus en plus important. En prenant pour D3 et D4 des LED de couleur rouge, on obtient un indicateur de crêtes simple qui visualise bien le dépassement par la tension d'entrée d'une valeur donnée.

La tension d'alimentation du circuit doit être comprise entre 10 et 15 V. La consommation du circuit dépend pour une grande part du nombre de LED illuminées (100 mA max. sous 10 V et 160 mA sous une tension d'alimentation de 15 V).

M. Stehouwer

045

SOURCE DE COURANT THERMO-COMPENSÉE

Le LM334Z de National Semiconductor est une source de courant à 3 broches dont le courant peut être réglé sur une plage s'étendant de 1 μ A à 10 mA (rapport 1 : 10 000). Ce composant fonctionne sous une tension comprise entre 1 et 30 V et peut d'être monté "en flottant" dans un circuit électronique.

En principe, le réglage du courant ne fait appel qu'à une seule résistance. Dans ces conditions l'intensité du courant dépend fortement de la température (+0,33%/°C environ). On notera que cette caractéristique permet d'utiliser aussi le LM334Z comme capteur de température. En faire une source de courant stable, nécessite l'adjonction d'une résistance et d'une diode supplémentaires.

Le schéma de la figure 1 montre comment interconnecter ces 4 composants. L'obtention d'une stabilité parfaite nécessite un couplage thermique de la diode et du LM334Z; on compense ainsi l'auto-échauffement de la source de courant. Pour ce faire on peut "acoquiner" le circuit intégré et la diode à l'aide d'un rien

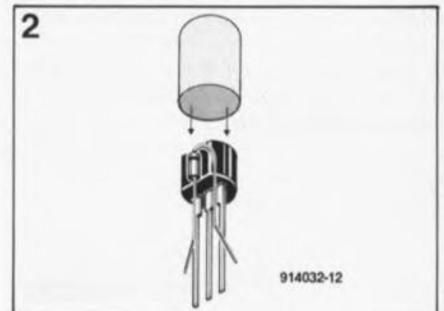
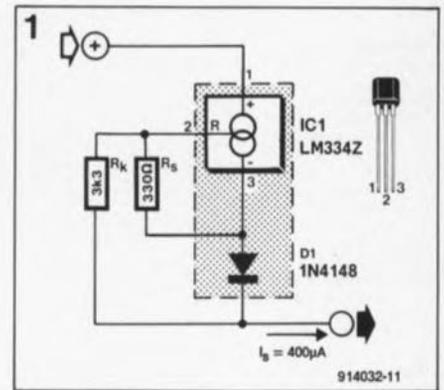
de pâte thermo-conductrice et d'un morceau de gaine thermo-rétractable (cf croquis de la figure 2).

La résistance R_s sert à régler l'intensité du courant à n'importe quelle valeur comprise entre 1 μ A et 10 mA. Ce réglage est le plus précis dans le domaine allant de 10 μ A à 1 mA. Le courant fourni par la source se calcule à l'aide de la formule:

$$I_s = 2 / (15R_s)$$

Pour R_k il est recommandé de prendre une résistance d'une valeur égale à 10 fois celle de R_s .

Si l'on règle le circuit de la manière décrite ci-dessus et que l'on assure un couplage thermique adéquat de la diode et du LM334Z, la dérive de la tension en fonction de la température ne devrait pas dépasser 0,02%/°C. Dans le cas de notre prototype, cette dérive prenait sa valeur maximale de 0,08%/°C à un courant I_s de 5 mA. Toutes les mesures sur notre prototype ont été effectuées à une tension d'alimentation de 9 V.



046

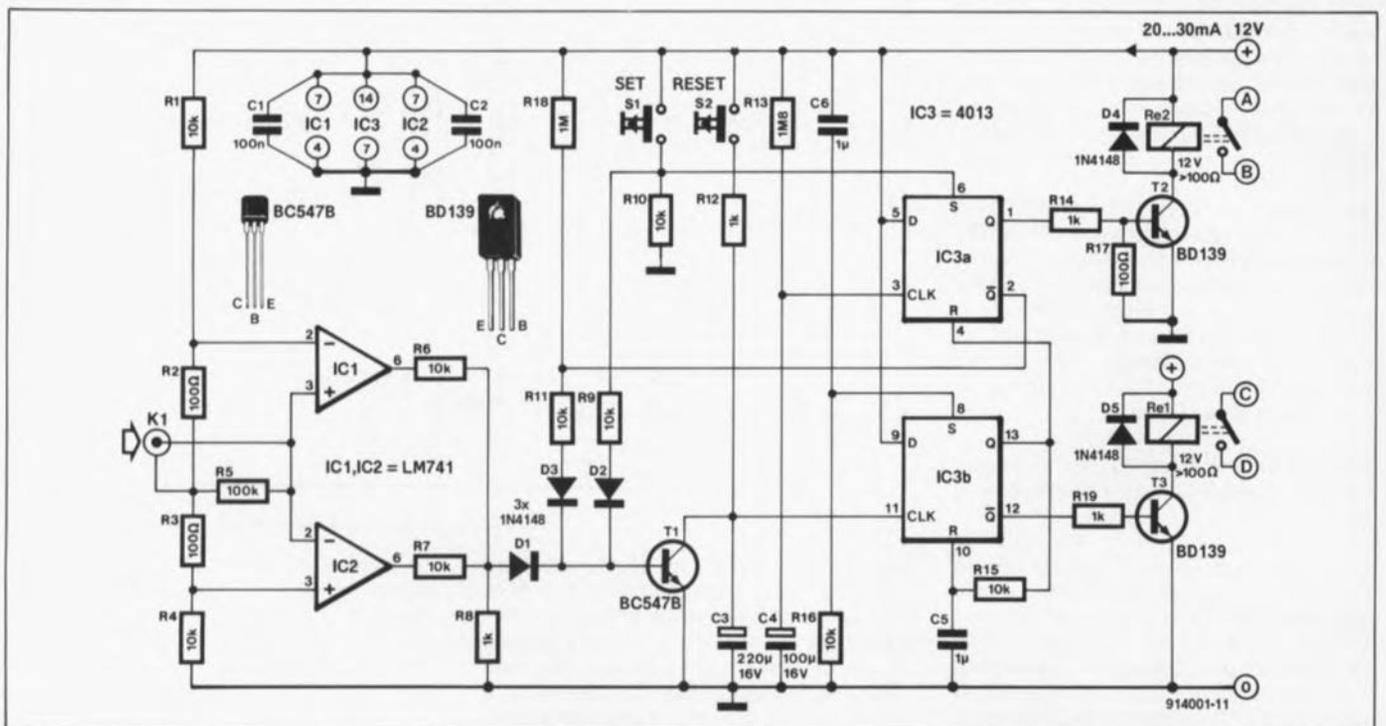
SÉCURITÉ DOUBLE POUR AMPLI À TUBES

Retard à l'application de la Haute Tension + mise hors-fonction après une absence durable de modulation, voici en fait les 2 fonctions remplies par ce montage. Mr Selac nous avait demandé, voici un certain temps déjà, si nous ne pouvions

pas lui proposer le schéma d'une temporisation d'application de la HT pour un amplificateur à tubes, qui est, avec la réalisation d'enceintes haut de gamme, l'un de ses violons d'Ingres. La rédaction a transmis ce souhait à l'un de nos ingénieurs;

voici le résultat de ses "élucubrations" (comme aurait dit Antoine, voici quelques lustres).

Ce circuit remplit une double fonction: il introduit tout d'abord une temporisation



avant mise en fonction d'un sous-ensemble donné d'un circuit: dans le cas présent, il s'agit de l'application de la HT aux tubes.

La seconde fonction remplie par cette électronique est la mise hors-fonction de l'ensemble de l'appareil après écoulement d'une certaine durée sans signal.

Venons-en au schéma.

Dès la mise sous tension du circuit, le relais Re1 est activé après une temporisation de quelques millisecondes introduite par la combinaison R15/C5. La tension de préchauffage de 6V3 est appliquée aux tubes.

Après une temporisation dont la durée est définie par la résistance R13 et le condensateur C4, c'est-à-dire quelque 2 à 3 mn environ, ce condensateur se sera chargé, en l'absence de toute action sur l'un des organes de commande, fournissant une impulsion d'horloge à l'une des moitiés d'une double bascule D, IC3a. La sortie Q de cette bascule est activée entraînant la mise en conduction du transistor T2 et l'activation du relais Re1. En se fermant, ce dernier met en contact les points A et B du circuit à activer, la haute tension de notre amplificateur à tubes dans l'exemple d'application choisi.

Nous en arrivons à la seconde fonction, celle de mise hors-fonction de l'appareil, temporisation assurée ici par la combinaison R18/C3; le temps RC est ici aussi compris entre 2 et 3 mn. Il faut cependant que cette temporisation soit assujettie à l'absence d'un signal audio. Ceci explique que nous trouvions, tout à gauche du schéma, K1, l'entrée du signal audio.

Nous pouvons nous contenter d'une version monophonique du signal pour cette réalisation, nous prendrons donc l'un des canaux stéréophoniques, l'important étant pourtant que ce signal présente un niveau suffisant. On pourra le prendre, par exemple, à la sortie de l'amplificateur de puissance.

Le diviseur de tension constitué par les paires R1/R2 et R3/R4 relève à quelque 6 V la masse du signal entrant, de sorte que les potentiels de la masse du signal et de la masse du montage sont différents. Les amplificateurs opérationnels IC1 et IC2, des 741 tout ce qu'il y a de plus prolétaires, sont montés en comparateurs, la sortie du premier passant au niveau de la tension d'alimentation lorsque le niveau du signal dépasse +60 mV. En ce qui le concerne, IC2 voit sa sortie passer au ni-

veau haut lorsque le niveau de signal passe en-deçà de -60 mV.

R18 permet en effet la recharge de C3. Lorsque ce condensateur a atteint une charge suffisante, il fournit une impulsion d'horloge (CLK) à IC3b qui transmet alors vers sa sortie Q le niveau logique haut présent à son entrée D. Ce signal attaque l'entrée de remise à zéro (R) de IC3a qui bloque alors T2, produisant ainsi le décollage du relais Re1. La diode D4 sert uniquement à la protection de T2. Après écoulement de la durée définie par la paire R15/C5, la sortie Q retombe au niveau bas. La sortie \bar{Q} de IC3a attaque le transistor T1 de sorte qu'il n'est pas possible d'obtenir un "Reset" tant que l'on se trouve en présence d'un signal. Tant que T1 est passant, le condensateur C3 est en court-circuit.

Le bouton-poussoir "SET" permet de réappliquer la Haute Tension sachant que la tension de 6V3 reste, elle, appliquée en permanence. Cette commande permet une remise en fonction immédiate de l'installation après une coupure automatique due à l'absence de modulation.

CHARGEUR D'ENTRETIEN POUR BATTERIES

Si l'on applique, lors d'une période d'inactivité d'une voiture (pendant la nuit par exemple), une charge d'entretien à sa batterie, cette sollicitude se traduira par un allongement considérable de sa durée de vie utile (intéressant n'est-ce pas?).

Le circuit de cet article, offre un grand confort, tout en fournissant un courant de (re)charge constant après avoir été connecté à la batterie – par l'intermédiaire d'une fiche de caractéristiques convenables, à insérer dans l'allume-cigare par exemple.

La source de courant constant se compose d'un module d'alimentation-secteur réalisé à l'aide d'un transformateur, Tr1,

d'un pont de redressement, B1, et d'un condensateur (électrolytique) de charge, C1. Le courant constant, traversant le régulateur de tension IC1 et l'une des résistances-série, R6 à R9, prend, en fonction de la valeur de R, l'une des intensités suivantes:

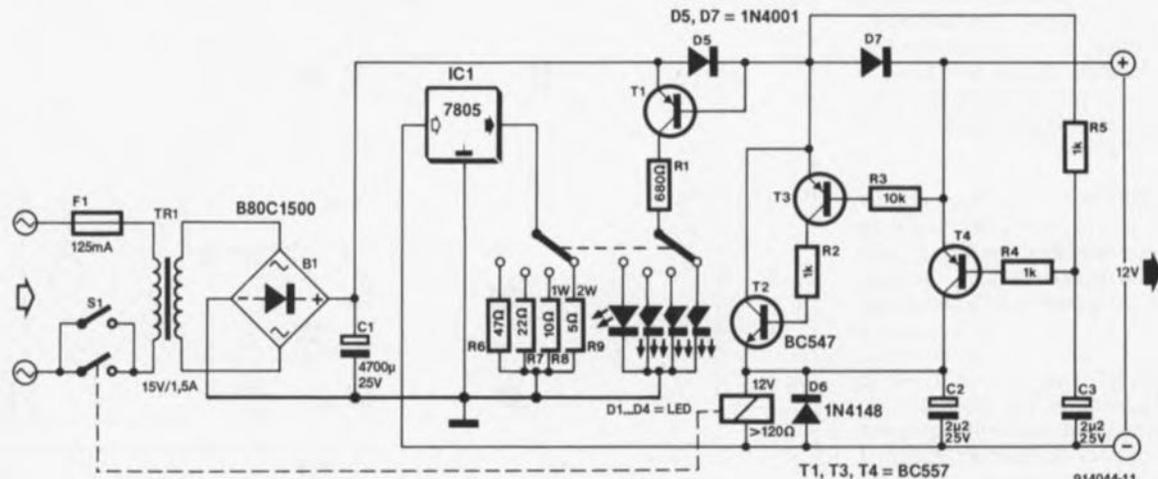
R	I
47 Ω	107 mA
22 Ω	230 mA
10 Ω	500 mA
5 Ω	1 000 mA

Les LED D1 à D4 visualisent la position du commutateur d'intensité de courant de (re)charge, S2a. La résistance R1, le tran-

sistor T1 et la diode D5 servent uniquement à garantir que la LED choisie à l'aide du commutateur S2b s'allume à une luminosité convenable (indépendante de l'intensité du courant de service vers la batterie).

Tant que le circuit n'est pas connecté à une batterie, il ne se passe rien. Le circuit se trouve "en l'air", le relais est relâché et le module d'alimentation-secteur est hors-fonction.

Dès que l'on connecte une batterie au circuit, le condensateur C3 se charge, entraînant ainsi le passage à l'état conducteur du transistor T4. Ceci se traduit par l'acti-



vation du relais, l'entrée en fonction du module d'alimentation et l'application de la charge d'entretien à la batterie, à travers la diode D7. En raison de la chute de tension se produisant aux bornes de D7, les transistors T2 et T3 deviennent conducteurs eux aussi. Ils assurent le maintien à l'état actif du relais, bien que le potentiel au collecteur de T4 soit positif et que ce transistor bloque.

La résistance R5 garde sa charge au condensateur C1 qui garantit, quant à lui, le blocage de T4.

L'interrupteur S1 sert à activer le circuit lorsque l'on y connecte une batterie complètement à plat. Cet interrupteur est pris en parallèle sur les contacts, permettant

ainsi une mise en service manuelle du chargeur.

En dépit des caractéristiques fort intéressantes de ce montage, nous tenons à terminer cet article sur un **avertissement** à son sujet. Lors de la (re)charge d'une batterie au plomb à un courant constant, il existe, en raison de la longueur des recharges répétées, un risque d'électrolyse: le courant traversant la batterie entraîne une transformation de l'eau contenue dans le liquide de la batterie, en ses 2 éléments de base, l'oxygène et l'hydrogène. Outre le fait que le mélange de ces 2 gaz est très explosif, cette chimie produit une diminution du niveau du liquide à l'inté-

rieur de la batterie ce qui peut se traduire par une capacité réduite de la batterie ou d'autres dégâts plus sérieux.

Dans le cas d'une batterie à plomb sans entretien, donc scellée, il est impossible de "refaire le plein" avec de l'eau distillée. Il faudra donc vous déconseiller d'utiliser de circuit avec les batteries à plomb sans entretien.

Comme il s'agit ici d'un chargeur d'entretien, il est recommandé en outre de choisir, en général, un courant de (re)charge de 100 mA environ. Les courants d'intensité plus importante conviennent mieux aux gros accus CdNi.

R. Kambach

S-MÈTRE POUR RÉCEPTEUR À ONDES COURTES

La grande majorité des radio-amateurs met un point d'honneur à remplir son carnet de trafic de la façon la plus précise possible, même s'il s'agit de reports en RS ou RST (*Readability, Strength and Tone* c'est-à-dire lisibilité, force et tonalité).

Cependant, certains autres, les mordus des fréquences VHF/UHF en particulier, ne regardent que rarement leur S-mètre: ils sont dans les nuages tant qu'ils entendent l'autre station.

Il est donc évident que le circuit proposé dans cet article est destiné plus spécifiquement à la première catégorie de radio-amateurs évoquée.

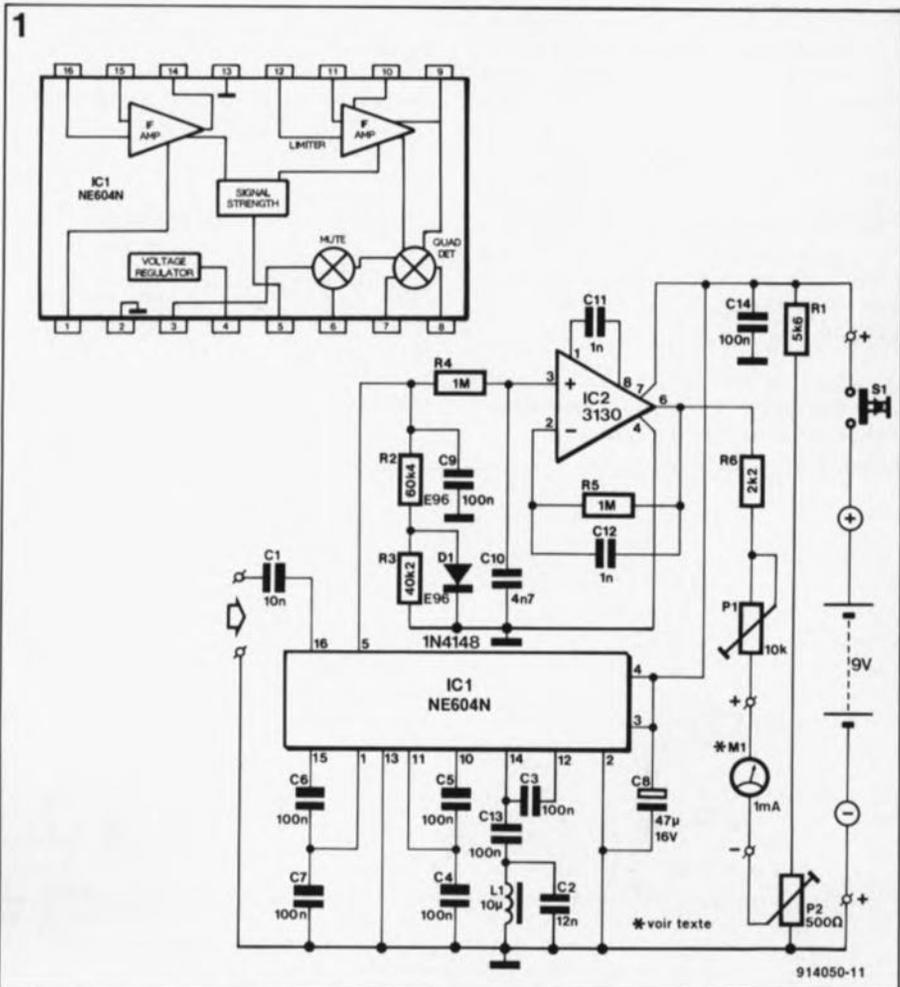
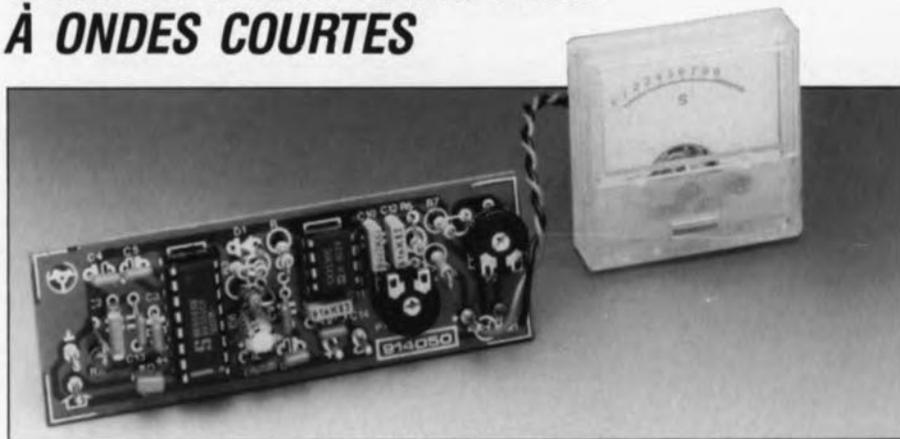
D'habitude, 1 point-S correspond à une augmentation de la force du signal de 6 dB, tandis que l'indication "S9" est définie électriquement comme une tension de 50 μ V appliquée à une charge de 50 Ω . Actuellement il n'existe que peu de récepteurs, dotés d'un S-mètre étalonné. Ceci explique un peu les imprécisions d'interprétation de la force du signal apparaissant à l'échange de cartes-QSL.

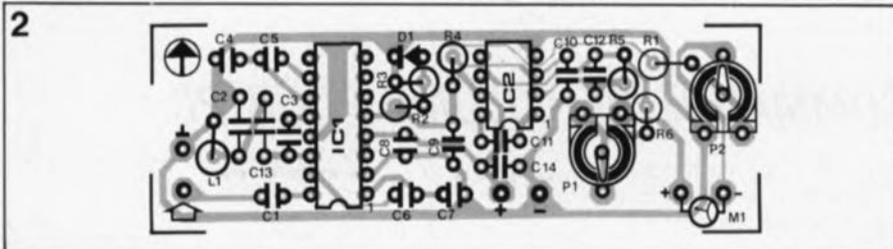
Le convertisseur logarithmique/analogique intégré dans le NE604 de Valvo (Philips Composants) est mis ici à contribution pour la réalisation d'un S-mètre (instrument de mesure de la force de signal) pour récepteurs à ondes courtes.

L'amplificateur intégré dans le NE604 est accordé, à l'aide de la self L1 et du condensateur C2, à la fréquence intermédiaire (IF en anglais = *Intermediate Frequency*) du récepteur. Sur le prototype, le circuit est dimensionné pour une fréquence intermédiaire de 455 kHz, appliquée au condensateur d'entrée C1.

La sortie du détecteur de force de champ du NE604 (broche 5) fournit un courant de 0 à 50 μ A. Une résistance de 100 k Ω convertit ce courant en une tension comprise entre 0 et 5 V. On notera que la résistance de 100 k Ω , nécessaire à ce processus prend la forme de 2 résistances de précision de la série E96 mises en série, R2 et R3, associées en outre à la diode D1.

Cette technique quelque peu élaborée est mise en oeuvre pour compenser la dérive en température de cette résistance de con-





version, facteur qui peut influencer la tension linéaire de sortie. En cas d'impossibilité de se procurer les résistances E96 requises, on pourra remplacer R2 par une mise en parallèle de 2 résistances de 120 k Ω ayant une tolérance maximale de 1% et R3 par une mise en série d'une résistance de 39 k Ω et d'une résistance de 1 k Ω , toutes deux à tolérance de 1%.

Il faudra noter que le domaine de conversion logarithmique/linéaire utilisable du NE604 est compris, en gros, entre 5 et 40 μ A. Ce courant de sortie correspond à 70 dB environ, soit à une tension comprise entre 0,5 et 4 V à la broche 6 de IC2. Le niveau inférieur est fonction du bruit de fond intrinsèque de l'amplificateur IF du NE604; le niveau supérieur de ce domaine dépend des effets de limitation et de saturation. Sachant qu'il est rare d'obtenir, sur un S-mètre, une indication inférieure à S3, qui, de plus, est sans importance dans le monde des radio-amateurs, le domaine efficace du convertisseur, est suffisamment étendu pour l'application envisagée.

La résistance R4 et les condensateurs C9 et C10 éliminent les ondulations résiduelles et bloquent le bruit. L'amplificateur opérationnel IC2 est réglé pour fournir un

gain unitaire: sa tension de sortie est de ce fait comprise entre 0 et 5 V.

Le galvanomètre à bobine mobile, M1, est pris entre 2 ajustables. On procède ensuite à l'étalonnage; on joue sur P1 afin d'obtenir un débattement pleine échelle à une tension de 4,5 V mesurée à la broche 6 de IC2. On applique ensuite un signal HF de test de 50 μ V à l'entrée du récepteur et on modifie la position du curseur de P1 jusqu'à ce que l'aiguille du galvanomètre indique "S9".

Comme tous les S-mètres, dignes de ce nom, notre exemplaire se voit appliquer un courant de compensation le paralysant tant que la force du signal est inférieure à "S3". Dans notre circuit, c'est l'ajustable P2 qui sert à régler l'intensité de ce courant de compensation. Nous avons renoncé à l'utilisation de l'amplificateur opérationnel-tampon, IC2, pour remplir cette fonction pour la simple et bonne raison que nous tenions à limiter la complexité du circuit au strict nécessaire.

La mise en place du poussoir fugitif S1 est optionnelle et sert à économiser les piles des récepteurs portatifs.

A. Heinrich

Liste des composants

Résistances:

- R1 = 5k Ω 6
- R2 = 60k Ω 4 (E96, voir texte)
- R3 = 40k Ω 2 (E96, voir texte)
- R4,R5 = 1 M Ω
- R6 = 2k Ω 2
- P1 = 10 k Ω ajust.
- P2 = 500 Ω ajust.

Condensateurs:

- C1 = 10 nF
- C2 = 12 nF
- C3 à C7,C9,C13,C14 = 100 nF
- C8 = 47 μ F/16 V radial
- C10 = 4nF7
- C11,C12 = 1 nF

Semi-conducteurs:

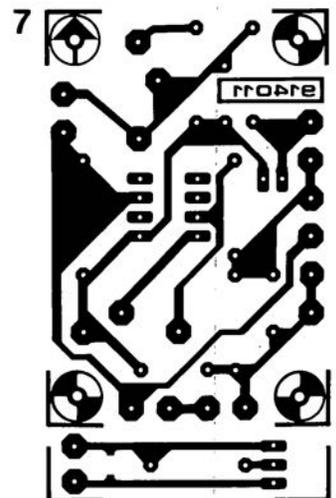
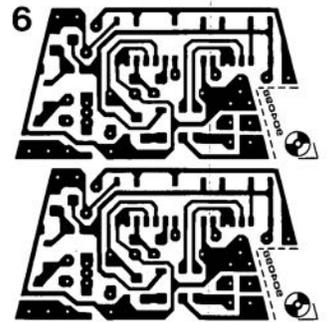
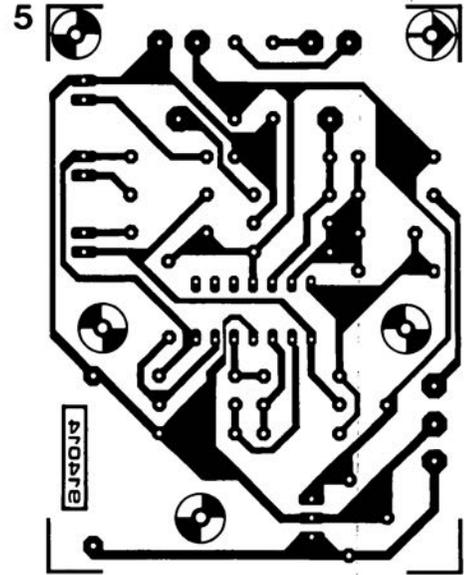
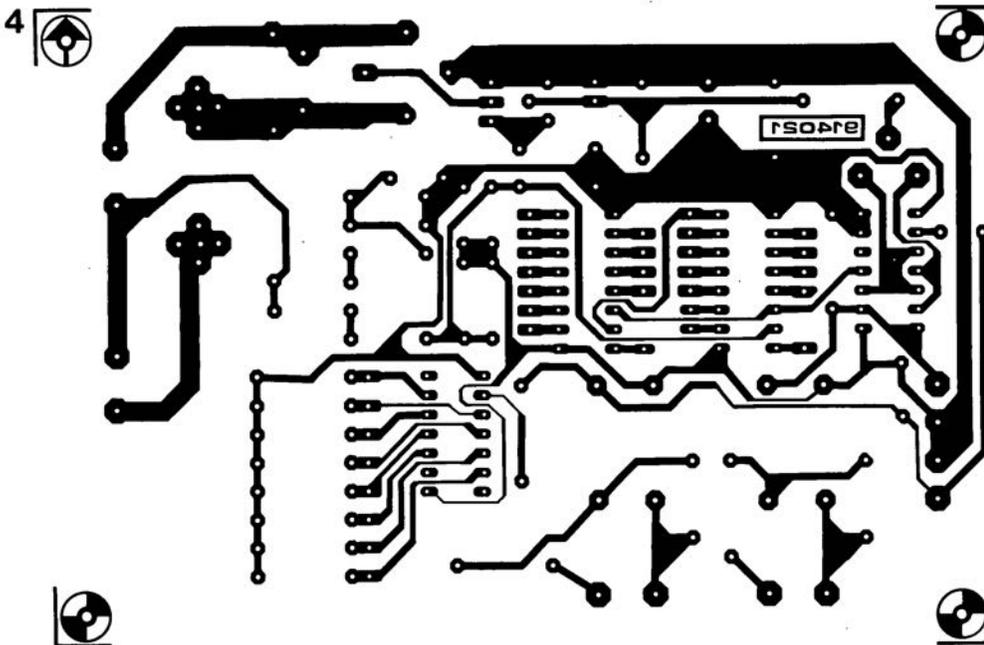
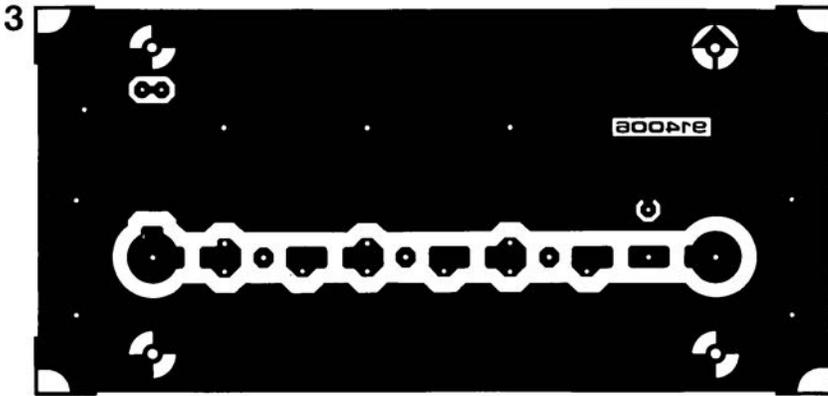
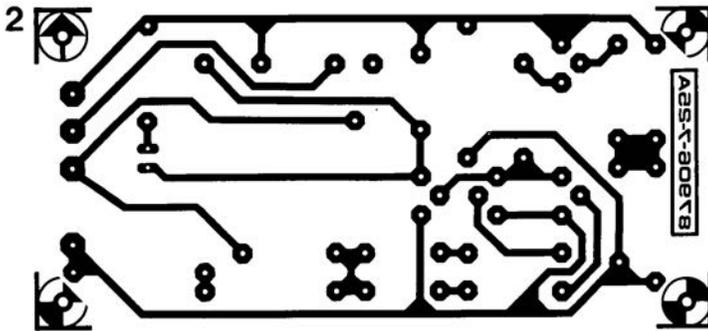
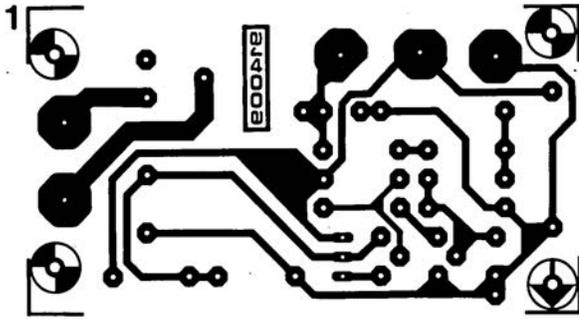
- D1 = 1N4148
- IC1 = NE604A
- IC2 = CA3130E

Divers:

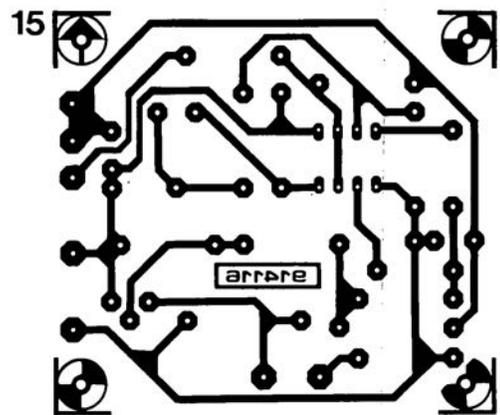
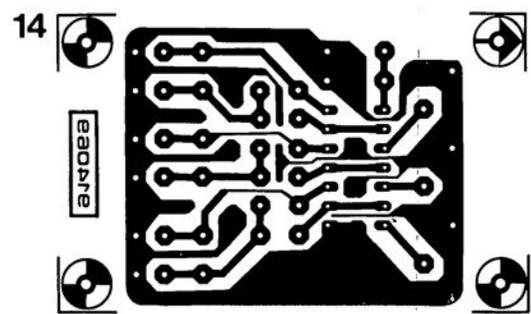
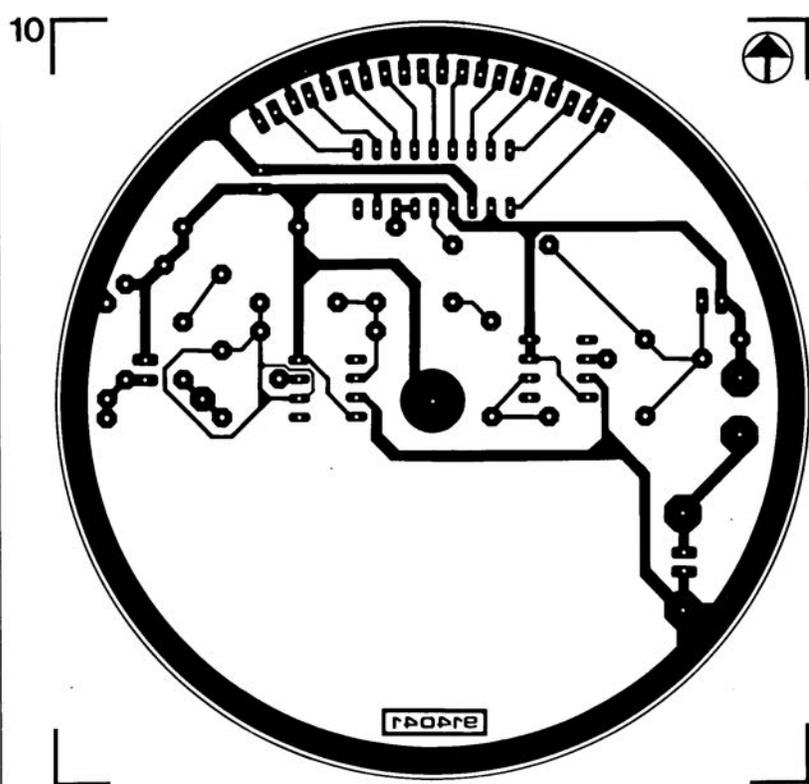
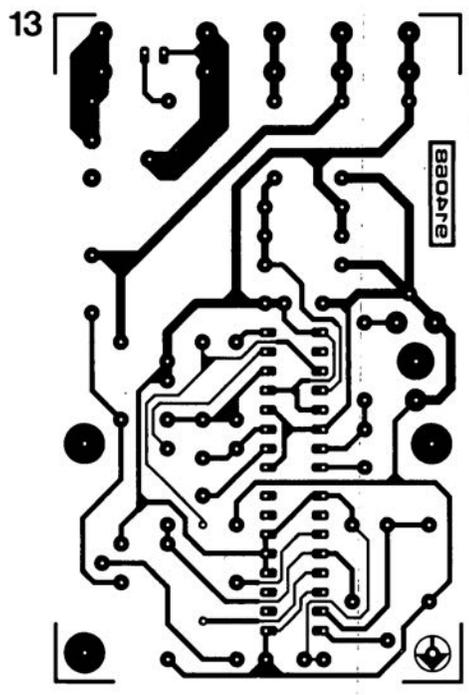
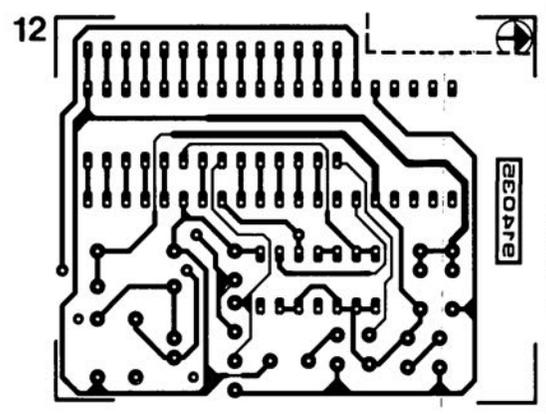
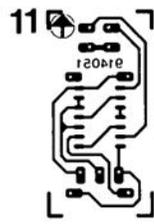
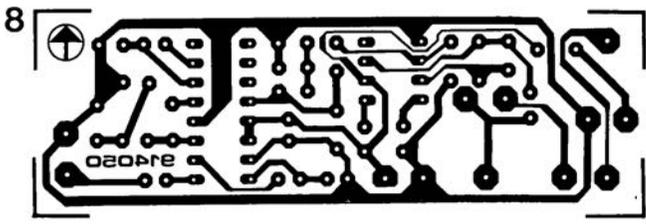
- L1 = self de choc 10 μ H, axiale
- M1 = galvanomètre à bobine mobile, 1 mA
- S1 = bouton-poussoir à contact travail

SERVICE

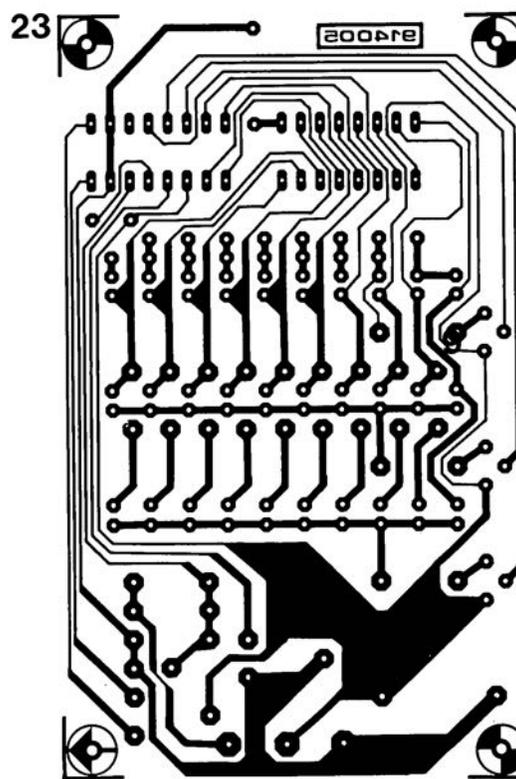
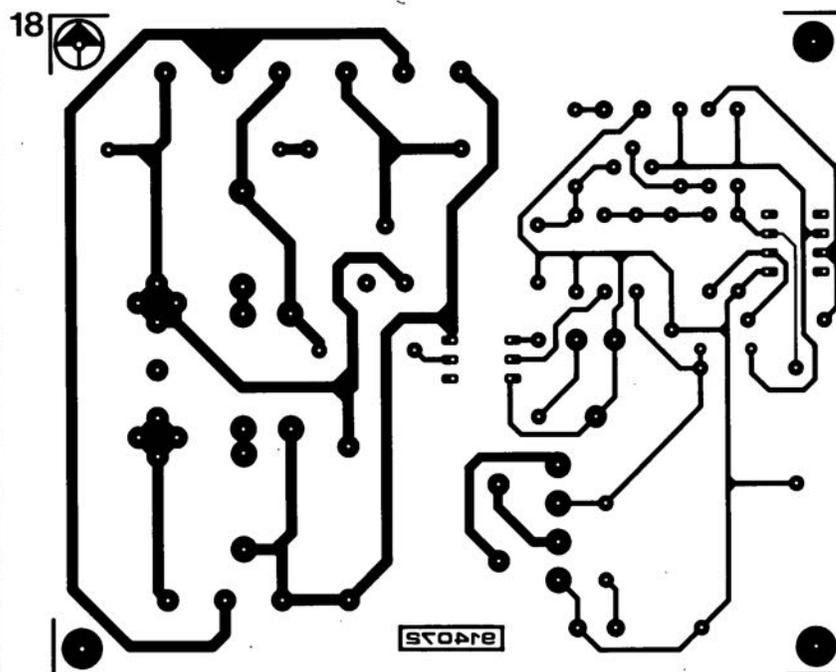
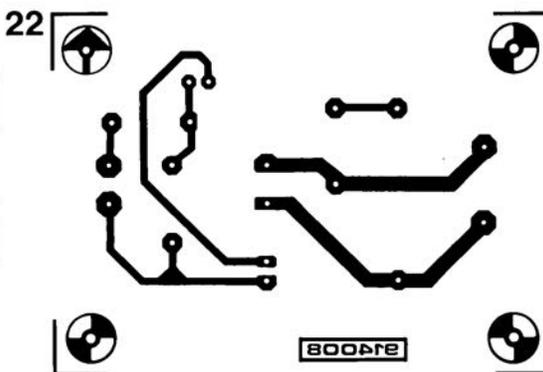
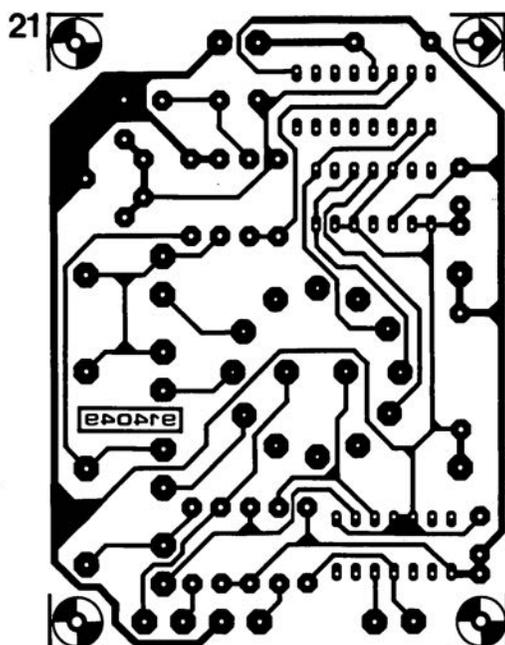
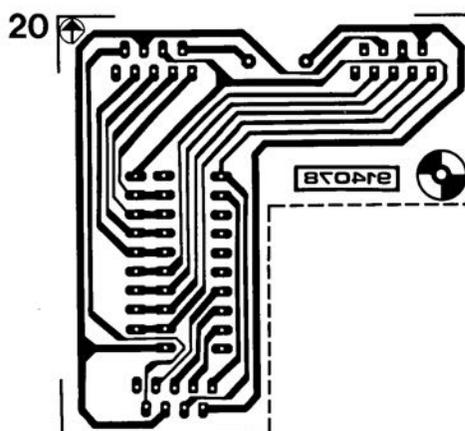
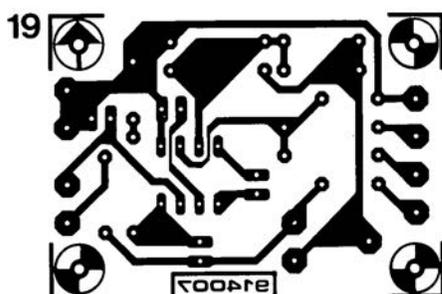
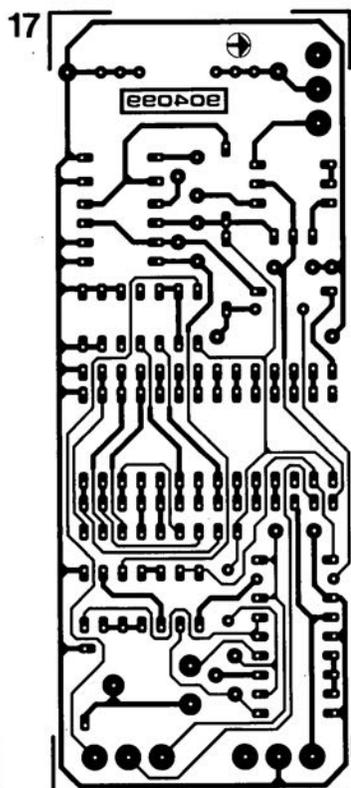
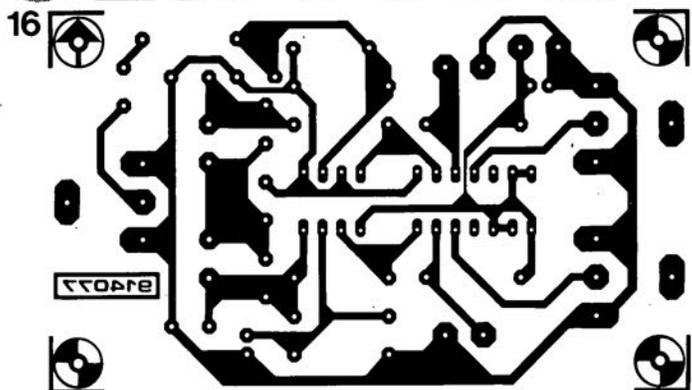
- 1 Commande de lave & essuie-glace
- 2 Protection CC pour haut-parleur
- 3 Amplificateur UHF
- 4 Temporisateur universel
- 5 Indicateur C-D-S pour batterie de voiture
- 6 Inverseur de sens de circulation (2x)
- 7 Module thermométrique LD
- 8 S-mètre pour récepteur à ondes courtes
- 10 Indicateur de puissance de champ: composants
- 11 Indicateur de puissance de champ: plan de masse
- 12 Accélérateur vidéo pour Archimedes
- 12 Adaptateur 1 Mbit pour programmeur d'EPROM
- 13 Circuit de commande automatique pour ventilateur d'automobile
- 14 Triple oscillateur HCMOS à quartz
- 15 Indicateur de crête



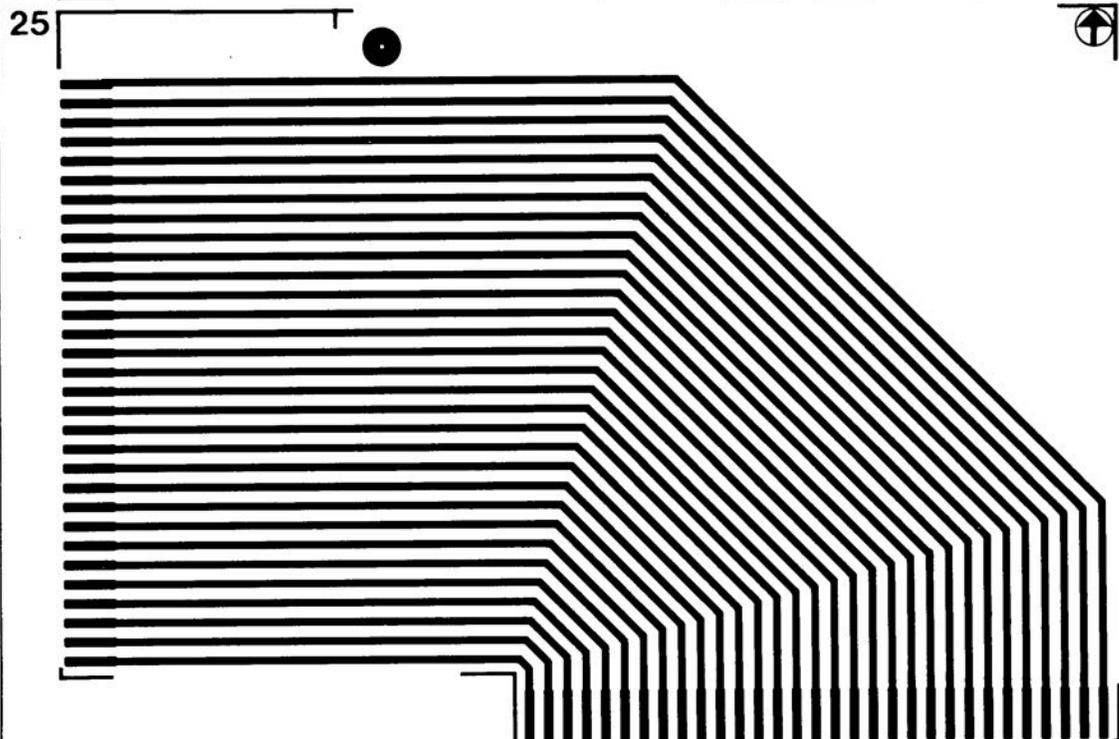
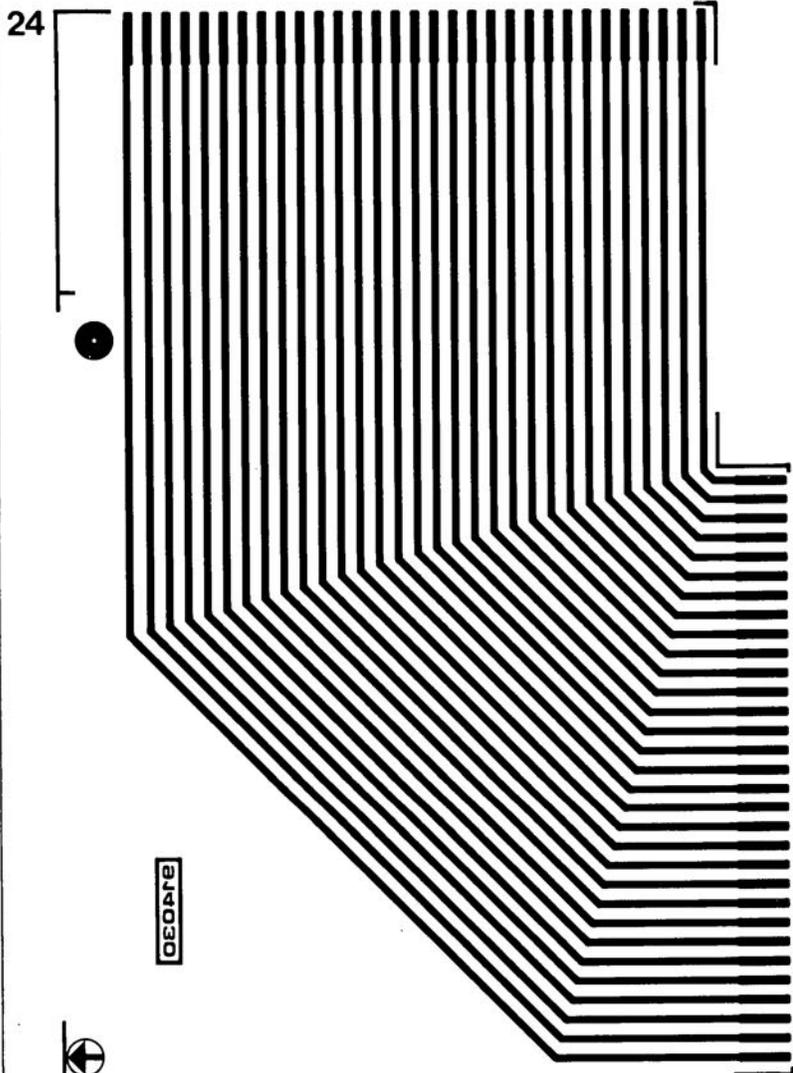
SERVICE



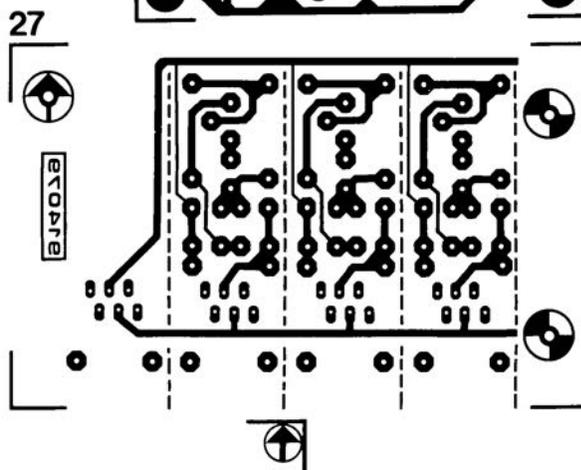
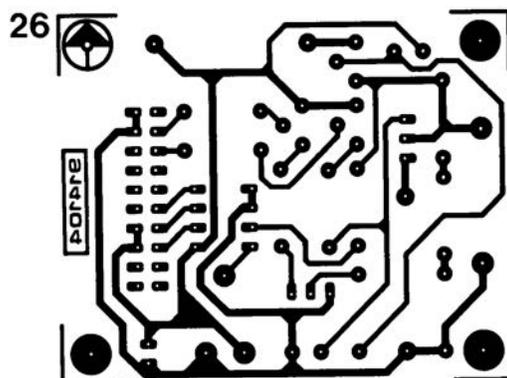
SERVICE



SERVICE



- 16 Séparateur de signaux de synchronisation
- 17 Émulateur de 2764
- 18 Interrupteur-esclave 220 V Version 2.0
- 19 Pont de Wien à alimentation symétrique
- 20 Commutateur souris-manche automatique pour Amiga
- 21 Capacimètre pour petits condensateur
- 22 Relais de sécurité électronique
- 23 Voltmètre numérique à LED
- 24 Carte d'extension de bus pour PC: recto
- 25 Carte d'extension de bus pour PC: verso
- 26 Le SCALP en testeur de capacité d'accu CdNi
- 27 Central téléphonique

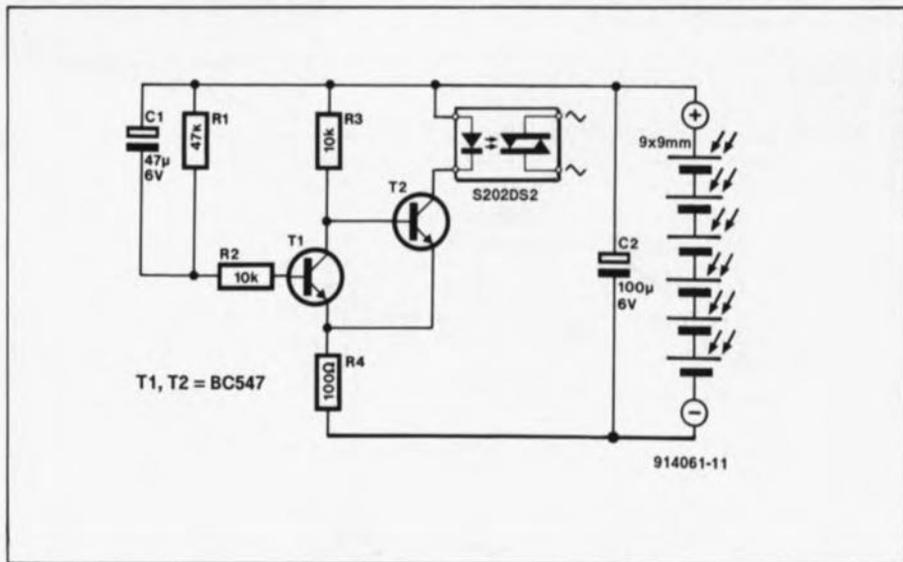


TÉLÉCOMMANDE PHOTO-ÉLECTRIQUE

À CONTACT FUGITIF

Le circuit proposé ici est une sorte de télécommande par lumière capable d'attaquer tout appareil destiné à être commandé ou commuté par une impulsion de déclenchement. L'auteur l'utilise pour allumer l'éclairage de son garage par l'intermédiaire d'un appel des phares de sa voiture.

Lorsque les 6 cellules solaires, montées en série, captent de la lumière, le transistor T1 devient conducteur et bloque, de ce fait, T2. Le condensateur C2 est alors chargé. En absence d'une lumière d'intensité suffisante frappant les cellules solaires, le transistor T1 bloque et T2 devient conducteur. Dans ces conditions, le condensateur C2 peut se décharger à travers la LED du relais à semi-conducteur (un S202DS2 de Sharp, capable d'attaquer une charge de 8 A à une tension de 250 V). Cette technique permet de générer une impulsion de déclenchement destiné à mettre en service un autre circuit, séparé galvaniquement du circuit de commande. Il est même superflu de doter ce circuit d'une alimentation: ce sont les cellules solaires qui fournissent l'énergie nécessaire.



Le condensateur C1 et les résistances R1 et R2 garantissent une commutation fiable. Si l'on utilise 6 cellules photovoltaïques de 9 x 9 mm chacune (comme sur le schéma), la portée du circuit est de 2 à 3 mètres environ.

On notera que ce circuit remplace un bou-

ton-poussoir à contact travail mais pas un interrupteur. Il est de ce fait essentiel d'y connecter un télérupteur ou autre circuit à commande par contact fugitif.

C. Mieslinger

050

Aujourd'hui, les ordinateurs du type IBM-PC et compatibles sont disponibles partout; jusque dans la plus petite boutique vendant des composants électronique, on achète son ordinateur équipé de tout ce qu'il faut. C'est-à-dire, ... enfin pratiquement tout ! Il est pourtant un "accessoire" absent sur la quasi-totalité des PC -et pas seulement sur les modèles dit "grand-public, c'est-à-dire abordables"- une commande de volume pour le haut-parleur interne.

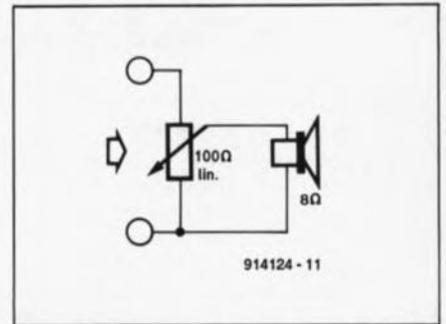
En règle générale, le haut-parleur est connecté **directement** à une sortie TTL, ce qui se traduit par un bruit d'enfer -surtout la nuit puisque c'est là la période d'utilisa-

COMMANDE DE VOLUME POUR PC

tion de prédilection de ce genre d'appareils- lors de son activation par l'un ou l'autre logiciel.

Et pourtant, il suffit d'un tout petit potentiomètre pour adapter le bruit, sans rapport avec sa taille, produit par ce diable de haut-parleur. Les potentiomètres standards feront très bien l'affaire.

Bien que l'on puisse fort bien utiliser un simple potentiomètre à piste de carbone, il est recommandé cependant d'utiliser un potentiomètre bobiné, d'une résistance de 100 Ω, que l'on connectera selon les indications du plan de câblage donné ci-contre -il nous a semblé exagéré de parler ici de schéma électronique.



Il n'est pas sorcier de trouver dans la face avant ou arrière de l'ordinateur un endroit convenable pour le montage du potentiomètre, doté d'un fort joli bouton.

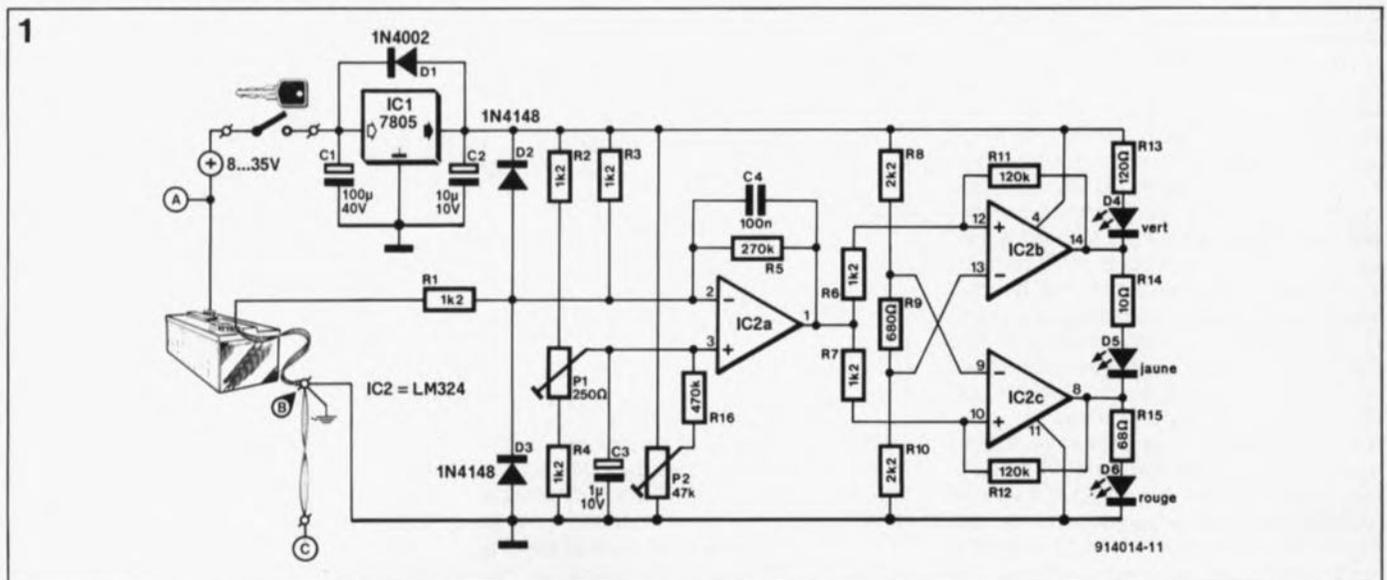
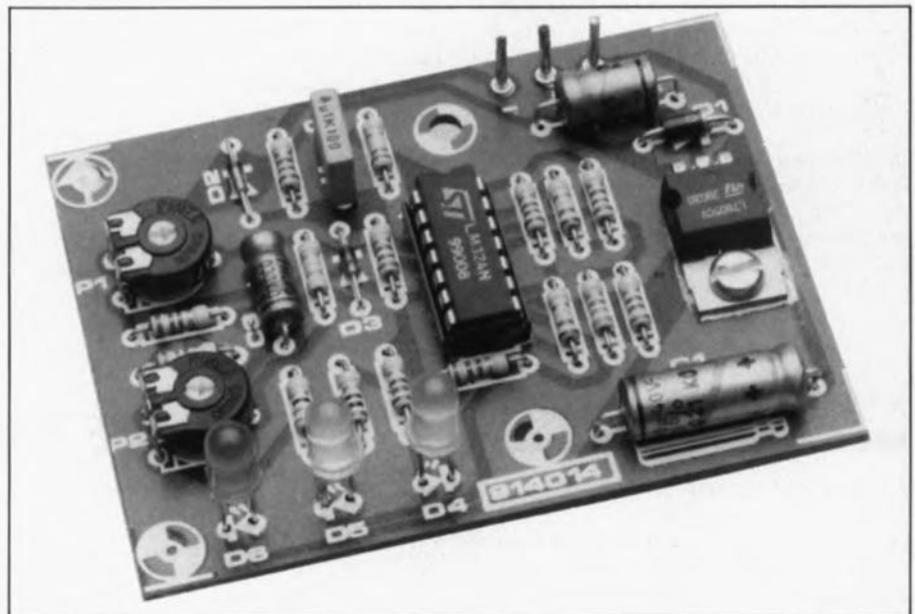
051

INDICATEUR "C-D-É" POUR BATTERIE DE VOITURE

L'indicateur d'état de Charge, de Décharge et d'Équilibre décrit dans cet article, convient à tout véhicule équipé d'une batterie 12 ou 24 V au pôle négatif (point B du schéma) relié au châssis.

La tension ou le courant pris à la batterie est déterminée à l'aide de la chute de tension qui se produit dans le câble (de section très importante) reliant le pôle négatif de la batterie au châssis de la voiture. En règle générale, ce câble est allongé et connecté également au moteur (point C). La borne du pôle positif de la batterie est, en général, dotée de 2 câbles: le premier de section très importante va au démarreur et le second, plus fin, est relié au contact.

2 premières LED, montées dans ou sur le tableau de bord de la voiture, indiquent si la batterie est chargée ou déchargée -à un courant important- visualisant ainsi de façon fiable le bon fonctionnement de la génératrice (ou de l'alternateur). Une



3^e LED s'allume lorsque l'on se trouve dans un état de quasi-équilibre dans lequel la charge ou la décharge de la batterie est négligeable.

Le circuit est, en principe, un comparateur à fenêtre, basé sur des amplificateurs opérationnels. La chute de tension produite dans le câble de masse de la batterie est appliquée à la résistance R1 qui fait partie d'un pont de mesure réalisé à l'aide des résistances R1 à R4 et de l'ajustable P1. Cette faible tension produit un déséquilibre dans ce pont de mesure et subit un gain de 100 dans l'amplificateur opérationnel IC2a, monté en amplificateur non-inverseur. Dans la pratique, même des tensions très faibles, comprises entre +2,5 mV et -2,5 mV, sont détectées sans le moindre problème par le pont parfaitement équilibré (symétrique).

La tension de sortie de IC2a attaque un comparateur à fenêtre réalisé à l'aide des amplificateurs opérationnels IC2b et IC2c. Les LED reliées aux sorties des amplificateurs opérationnels indiquent si la batterie est chargée (illumination de D4) ou bien si elle est déchargée (D6) ou encore si elle se trouve en état "d'équilibre" (D5). Les 2 réseaux de réinjection associés à IC2b et IC2c sont découplés à la sortie de IC2a par les résistances R6 et R7. Ceci est nécessaire pour éviter que l'hystérésis du comparateur de fenêtre n'influence les tensions de référence définies par les résistances R8 à R10. Si l'on veut restreindre la largeur de la plage "d'équilibre" du circuit on pourra diminuer la valeur de la résistance R9.

Il est recommandé d'utiliser, pour les résistances fixes du pont de mesure, des résistances à faible tolérance. Il est essentiel ensuite de les monter de façon à ce qu'il existe un couplage thermique entre elles (les monter sur une plaquette métallique par exemple).

Le circuit tire son alimentation d'un 7805, régulateur de tension tripode universel que nous ne vous ferons pas l'injure de vous présenter. Ce composant ne nécessite de radiateur que lorsque la tension de la batterie du véhicule concerné dépasse 12 V.

L'étalonnage du circuit ne devrait pas poser de problème particulier. Après avoir relié le circuit aux différents points du réseau électrique de la voiture, on démarre le moteur pour le faire tourner au ralenti. On mettra le curseur de l'ajustable P2 en position médiane pour jouer ensuite doucement sur P1 jusqu'à obtenir l'illumination de la LED "équilibre". Ensuite, on joue sur la position de P2 jusqu'à disposer à la sortie de IC2a d'une tension de 2,5 V. Appuyez ensuite sur l'accélérateur pour vérifier que la LED "charge" s'allume.

Le dimensionnement du circuit est tel qu'il visualise une "charge" ou "décharge" dès que le courant dépasse 1,5 A. Cette valeur correspond à une puissance de quelque 18 W dans le cas d'une batterie de 12 V. Sur le prototype, nous avons, logiquement, utilisé une LED rouge pour indiquer l'état de décharge, une LED verte celui de charge et une LED jaune pour visualiser l'état "d'équilibre". Il est possible

aussi, d'utiliser pour la charge et la décharge des LED triangulaires montées de façon à obtenir une flèche pointant vers le haut pour la charge et vers le bas pour la décharge. La LED "neutre" sera une LED rectangulaire intercalée entre les 2 flèches.

Indiquons, pour finir, que la consommation du circuit, connecté au réseau électrique 12 V d'un véhicule, est de 30 mA.

R. Lalic

Liste des composants

Résistances:

R1 à R4, R6, R7 = 1k Ω
R5 = 270 k Ω
R8, R10 = 2k Ω
R9 = 680 Ω
R11, R12 = 120 k Ω
R13 = 120 Ω
R14 = 10 Ω
R15 = 68 Ω
R16 = 470 k Ω
P1 = 250 Ω ajustable
P2 = 47 k Ω ajustable

Condensateurs:

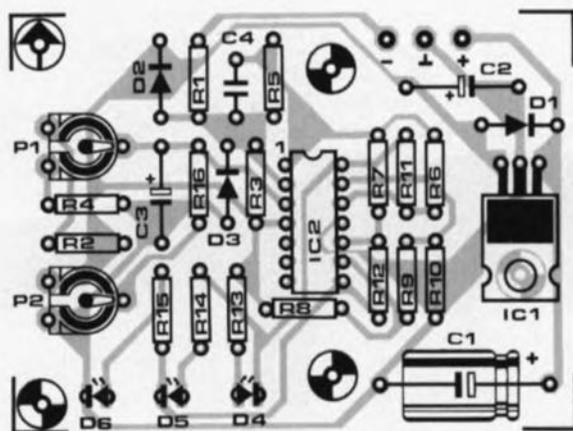
C1 = 100 μ F/40 V
C2 = 10 μ F/10 V
C3 = 1 μ F/10 V
C4 = 100 nF

Semi-conducteurs:

D1 = 1N4002

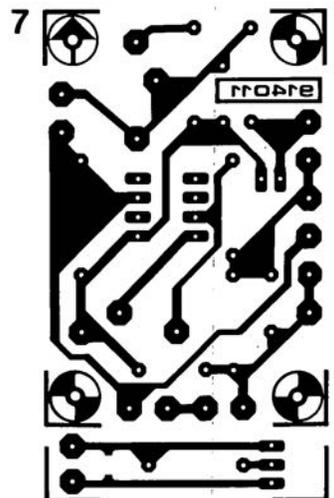
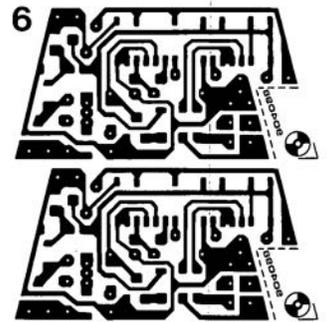
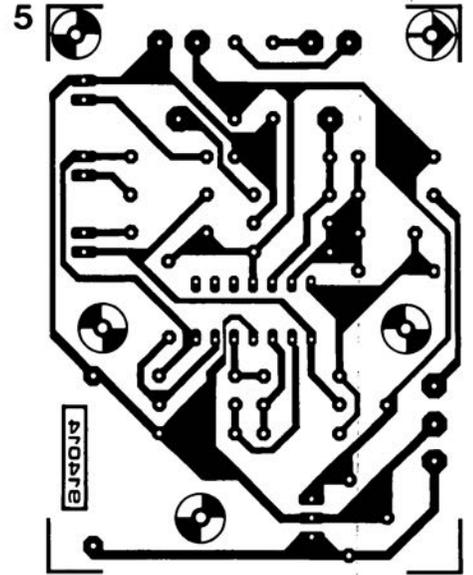
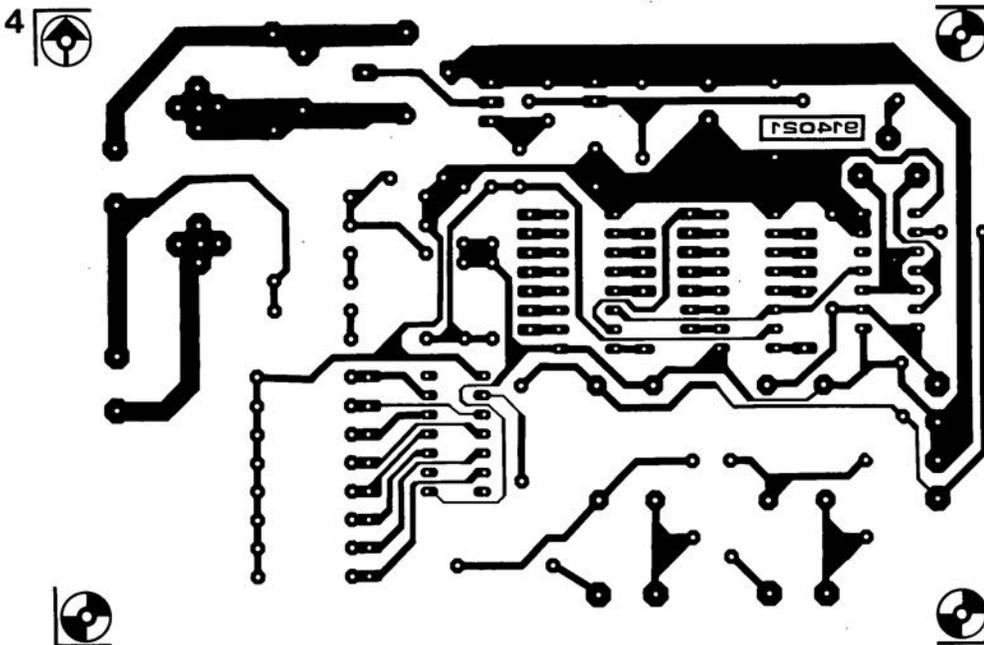
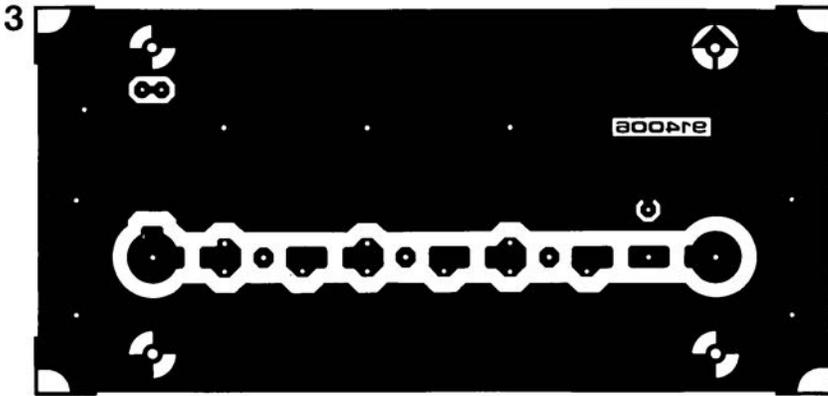
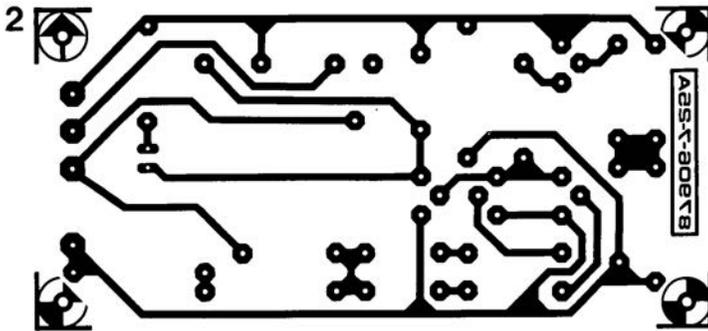
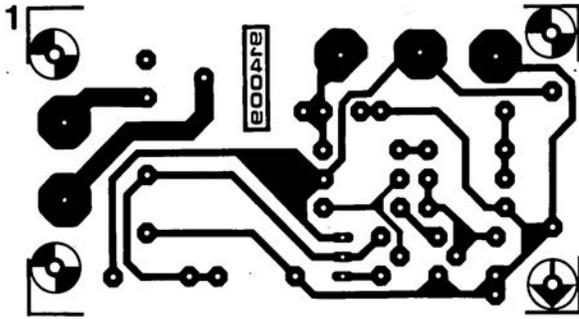
D2, D3 = 1N4148
D4 = LED verte
D5 = LED jaune
D6 = LED rouge
IC1 = 7805
IC2 = LM324

2

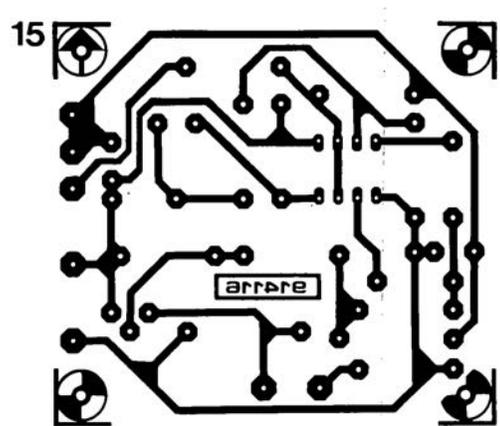
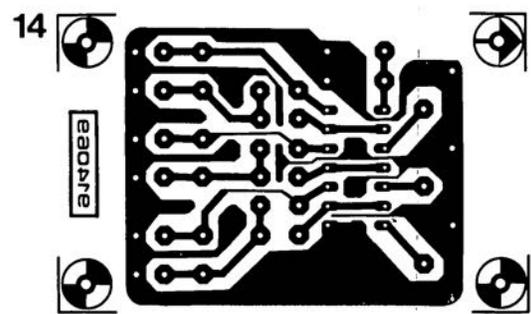
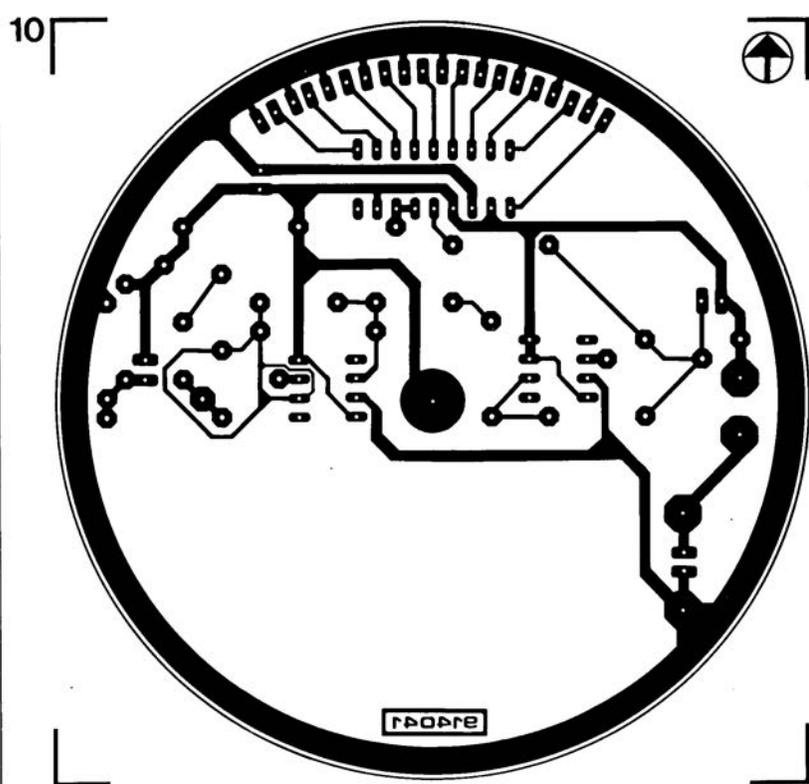
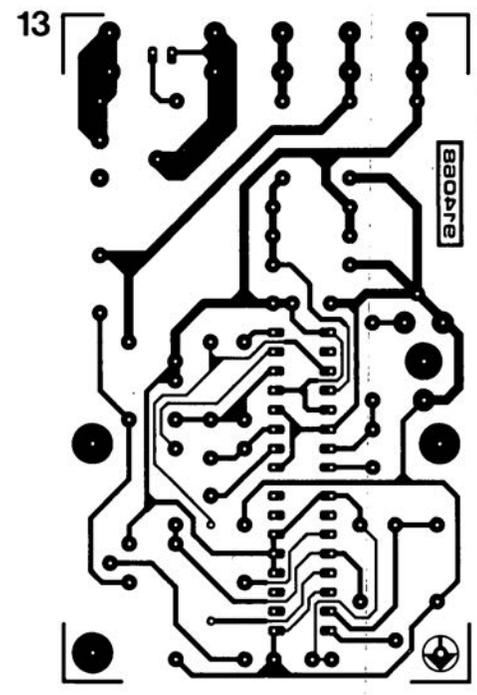
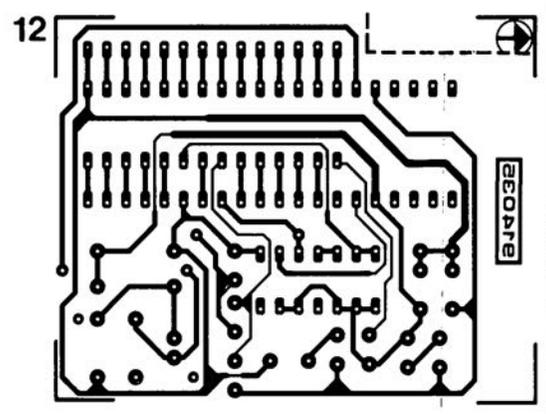
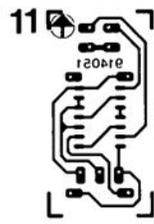
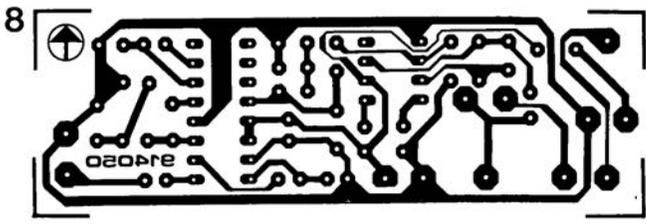


SERVICE

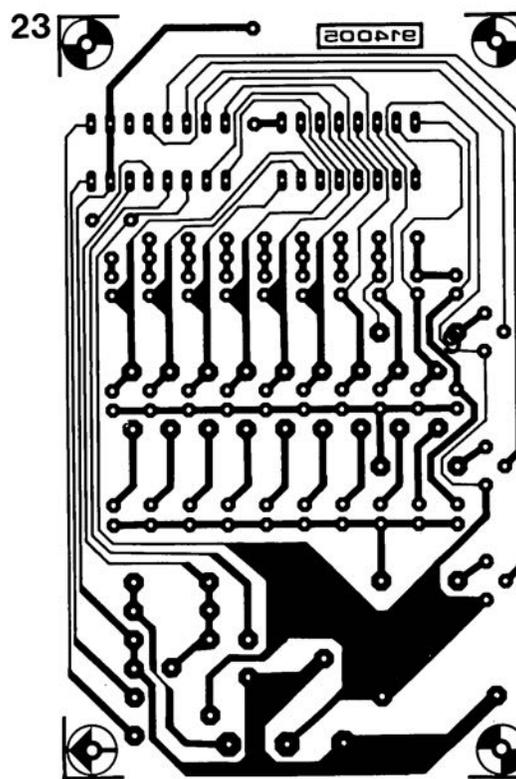
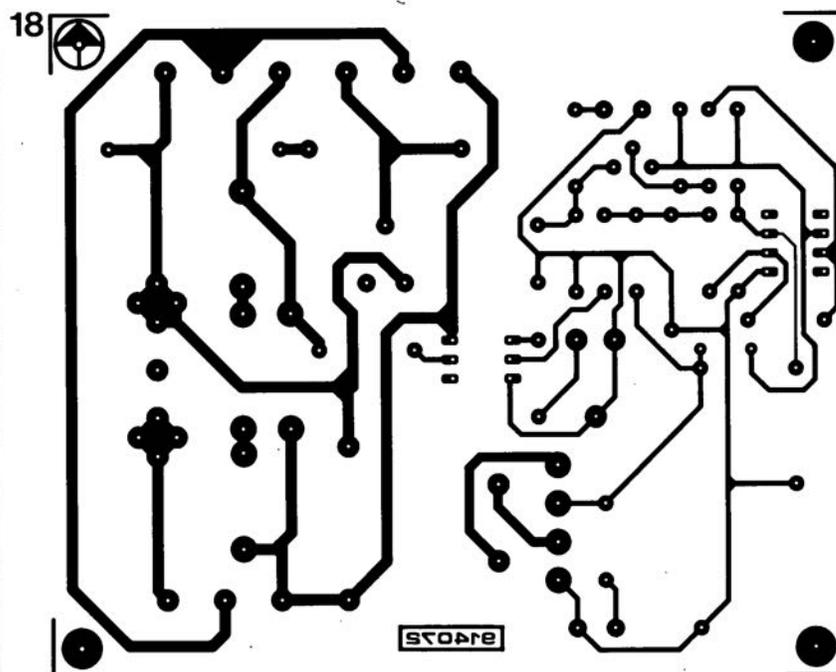
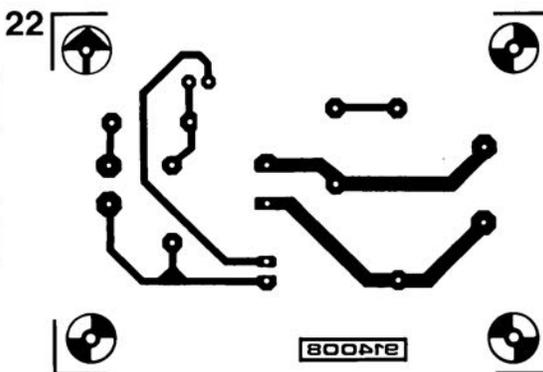
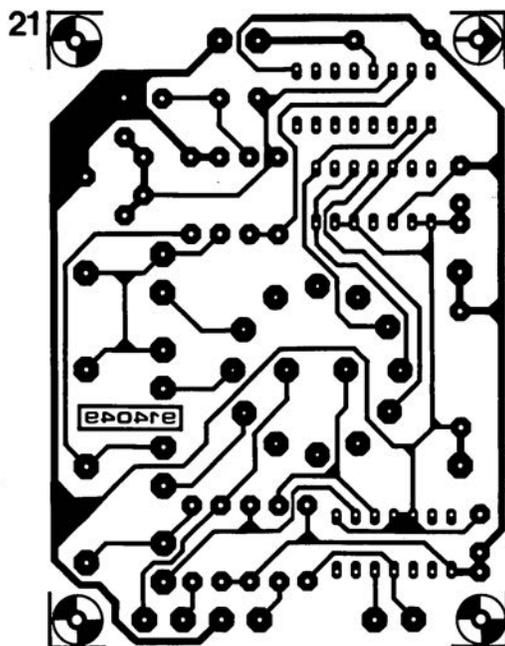
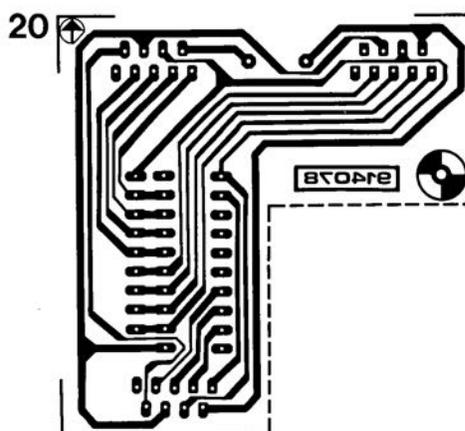
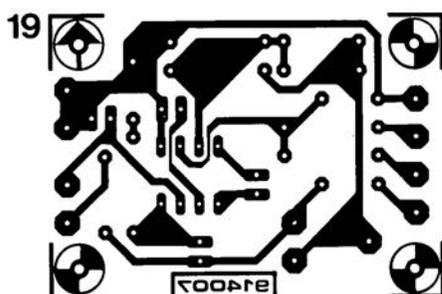
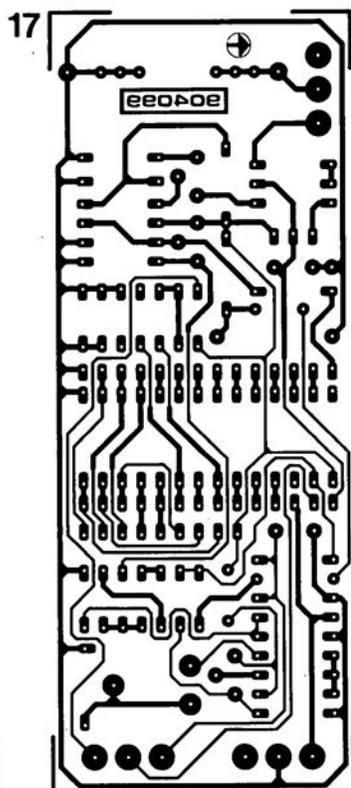
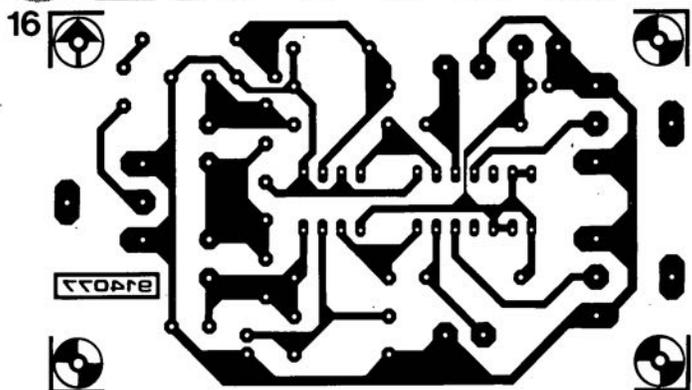
- 1 Commande de lave & essuie-glace
- 2 Protection CC pour haut-parleur
- 3 Amplificateur UHF
- 4 Temporisateur universel
- 5 Indicateur C-D-S pour batterie de voiture
- 6 Inverseur de sens de circulation (2x)
- 7 Module thermométrique LD
- 8 S-mètre pour récepteur à ondes courtes
- 10 Indicateur de puissance de champ: composants
- 11 Indicateur de puissance de champ: plan de masse
- 12 Accélérateur vidéo pour Archimedes
- 12 Adaptateur 1 Mbit pour programmeur d'EPROM
- 13 Circuit de commande automatique pour ventilateur d'automobile
- 14 Triple oscillateur HCMOS à quartz
- 15 Indicateur de crête



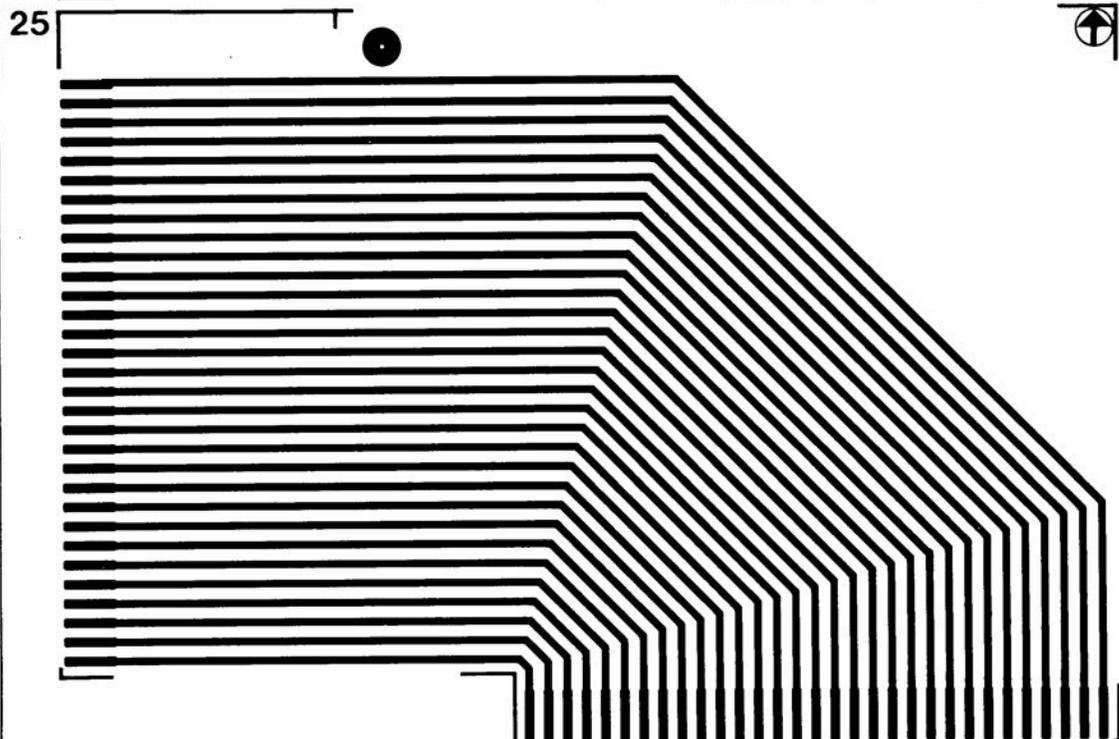
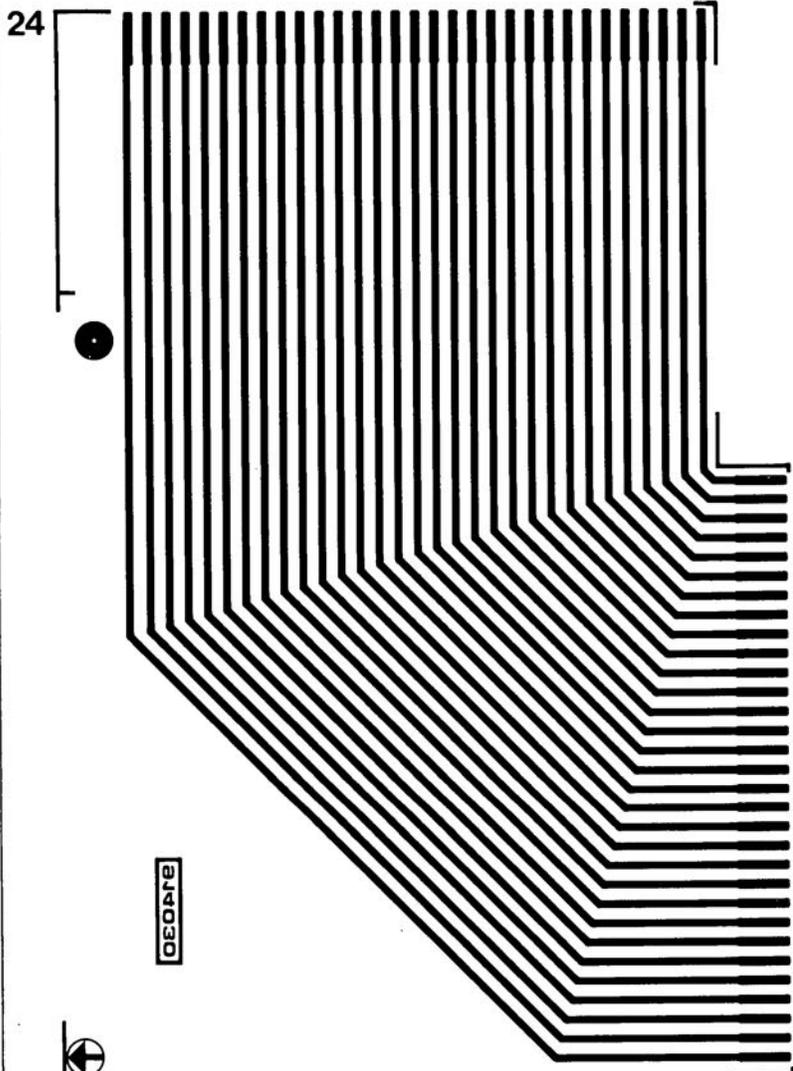
SERVICE



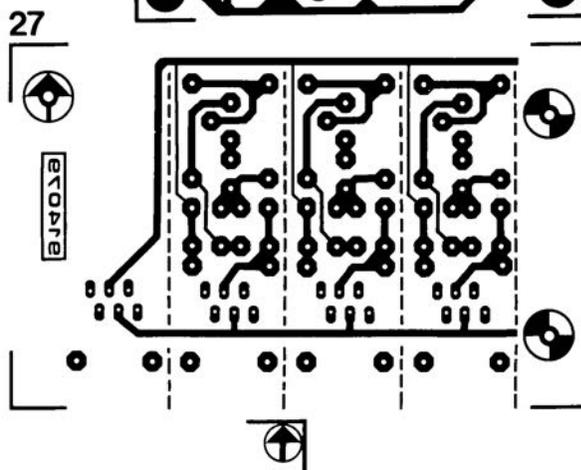
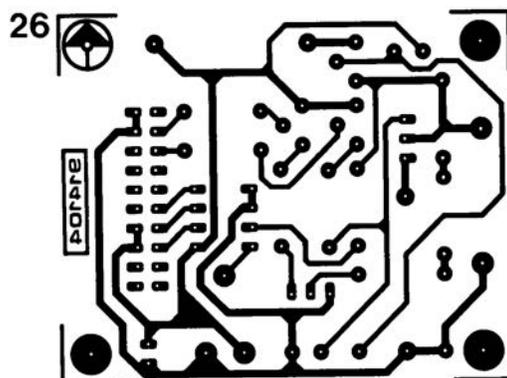
SERVICE



SERVICE



- 16 Séparateur de signaux de synchronisation
- 17 Émulateur de 2764
- 18 Interrupteur-esclave 220 V Version 2.0
- 19 Pont de Wien à alimentation symétrique
- 20 Commutateur souris-manche automatique pour Amiga
- 21 Capacimètre pour petits condensateur
- 22 Relais de sécurité électronique
- 23 Voltmètre numérique à LED
- 24 Carte d'extension de bus pour PC: recto
- 25 Carte d'extension de bus pour PC: verso
- 26 Le SCALP en testeur de capacité d'accu CdNi
- 27 Central téléphonique



052

Un circuit récemment mis sur le marché par Siemens, le SLB0586A, permet la réalisation, à peu de frais, d'un gradateur à touches sensibles. Associé à un triac du type TIC206D, il permet sans difficulté une gradation continue de toute ampoule à incandescence de puissance comprise entre 10 et 400 W. Une self de 100 μ H/5 A assure un antiparasitage efficace du montage.

GRADATEUR CMOS

Le principe de fonctionnement du circuit de gradation est relativement simple. On extrait du secteur, à l'aide de la résistance R1, du condensateur C4 et de la diode D4, les impulsions de synchronisation, signal appliqué à la broche 4 du SLB0586A. La tension d'alimentation de IC1 est dérivée directement du secteur elle aussi, via la résistance R2, les condensateurs C2 et C3 et les diodes D2 et D3. La tension ainsi

obtenue est de 5,3 V environ en-dessous de la tension du secteur.

La touche sensible servant à la commande du circuit intégré est reliée au circuit via une paire de 2 résistances de 4M Ω , disposition garantissant la sécurité de l'utilisateur. Comme il est fréquent que l'on implante un gradateur dans un réseau électrique existant, on appréciera d'autant

400 ms se traduit par une mise en ou hors-fonction franche de l'éclairage relié à la touche sensitive; si la durée de l'action

respecter les règles de sécurité en vigueur: connexions mécaniquement stables, boîtier en plastique, vérification de

053

Si l'on connecte plusieurs téléphones, en parallèle, à l'un des branchements du réseau domestique, l'arrivée d'un signal d'appel se traduit par une cacophonie, tous ces appareils se faisant entendre simultanément. Il n'y a pas de problème de ce côté-là, puisque c'est bien là le but de la manoeuvre. Plus gênant est pourtant le fait que la composition d'un numéro sur l'un des appareils se trahisse par une activation de la sonnerie au rythme des impulsions générées par le cadran et cela sur tous les autres postes. Il est insupportable de pouvoir imaginer que tout un chacun a la possibilité de se mettre à l'écoute -il lui suffit pour cela de décrocher le combiné de l'un des autres appareils connectés en parallèle- et de plus sans que l'on ne s'en aperçoive.

La prise en série dans la ligne de l'**interface téléphonique** présentée ici mettra fin une fois pour toutes aux inconvénients mentionnés plus haut.

Le circuit imprimé, disponible auprès des adresses habituelles, est prévu pour la connexion de 3 appareils, nombre suffisant pour la majorité des habitations européennes (les USA c'est autre chose). La platine a été conçue de façon à ce que l'on puisse la découper en 3 sous-ensembles. Chacune des petites platines résultant de cette opération peut être montée à proximité immédiate, voire même à l'intérieur du téléphone concerné.

INTERFACE TÉLÉPHONIQUE

Intéressons-nous maintenant au fonctionnement du circuit. Si tous les combinés sont raccrochés, la résistance en tension continue entre les lignes **a** et **b** est très élevée. Il n'existe de ce fait presque pas de

Liste des composants

Résistances:

R1 à R3 = 220 Ω

Semi-conducteurs:

D1 à D12 = 1N4004

D13 à D15 = diode zener
24 V/0,4 W*

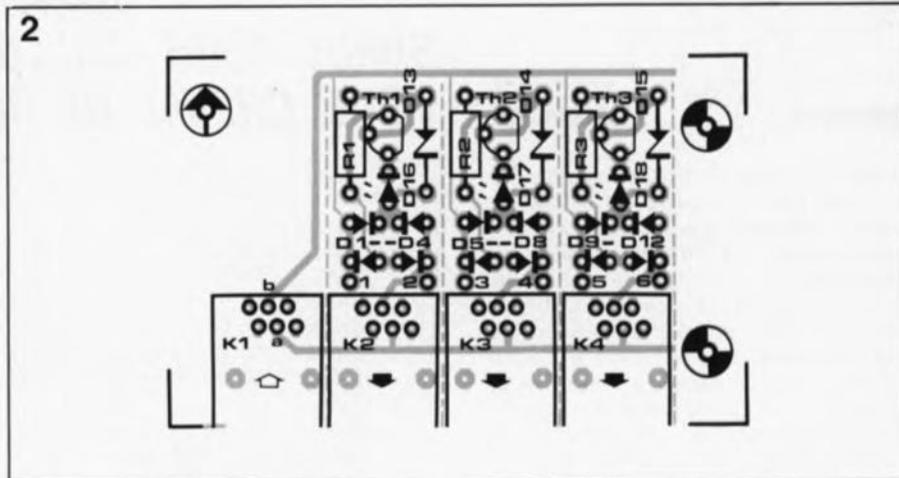
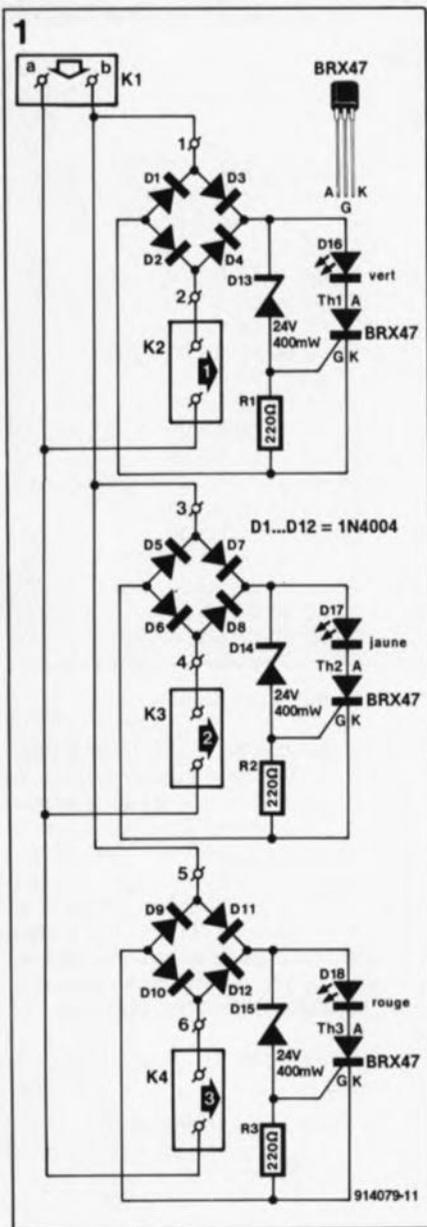
D16 à D18 = LED 5 mm (rouge, verte
et jaune par exemple)

Th1 à Th3 = BRX47

Divers:

K1 à K4 = embase PTC soudée, encartable, 6 contacts





tension aux bornes des thyristors. De par la présence des circuits de sonnerie, pris entre les lignes *a* et *b*, la résistance en tension alternative est relativement faible. Après l'application d'une tension alternative (signal d'appel) celle-ci est redressée par les ponts réalisés à l'aide des diodes D1 à D4, D5 à D8 et D9 à D12. La tension aux bornes des diodes zener (D13 à D15) est de ce fait de 25 V environ. Ces diodes zener de 24 V deviennent conductrices, les thyristors Th1 à Th3 sont amorcés et les LED (D16 à D18) s'illuminent.

La chute de tension aux bornes des LED est, en fonction du type de LED utilisé, de 1,5 V environ; la chute aux bornes des thyristors est de près de 1 V. Le niveau de la tension présente aux bornes des diodes zener tombe: le courant chute au niveau du courant inverse.

Dans ces conditions, la quasi-totalité de la tension d'appel est présente aux connecteurs des téléphones (K2 à K4) et leurs sonneries se font entendre.

Si l'on décroche alors l'un des appareils,

sa résistance en tension continue devient relativement faible. Une tension continue est, de ce fait, présente aux bornes du pont de redressement, le thyristor est amorcé et le reste (actif).

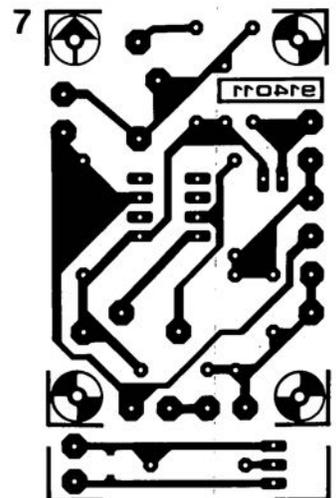
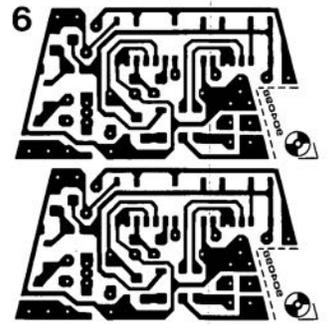
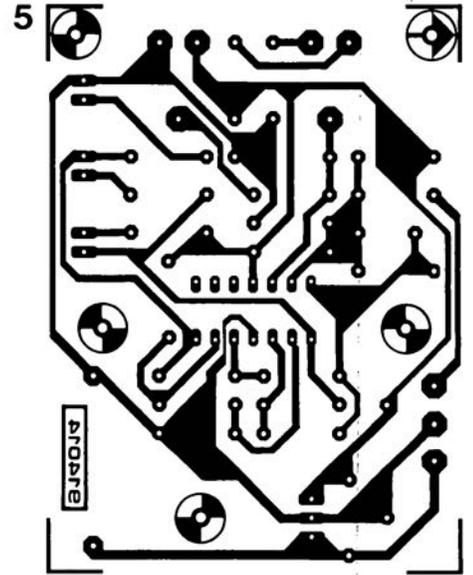
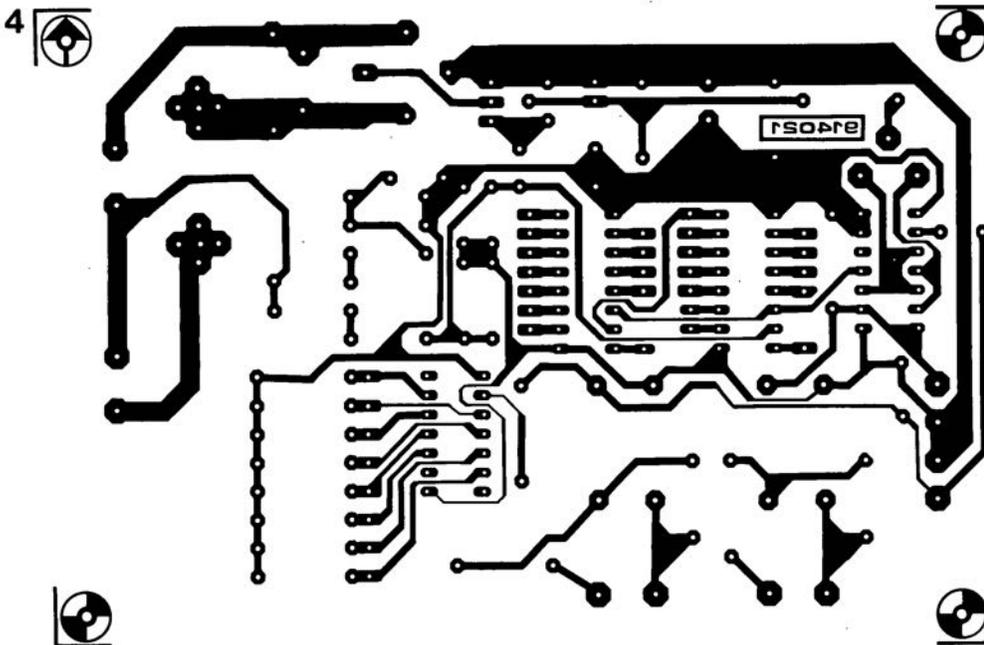
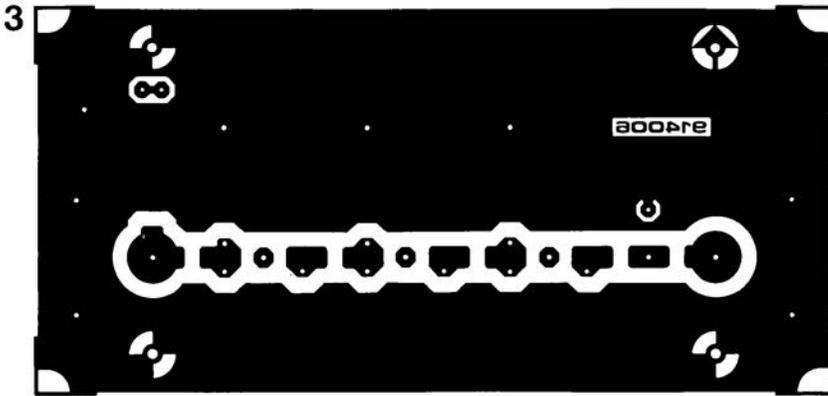
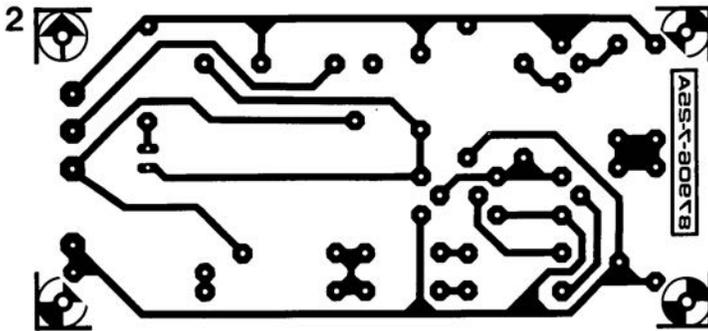
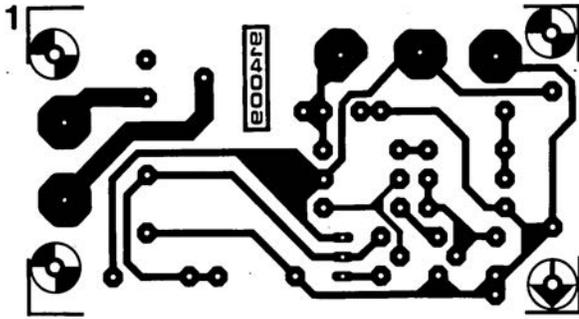
Les lignes *a* et *b* présentent maintenant la tension de communication ou d'attente, dont le niveau est sensiblement inférieur à 25 V. Comme, lors du décrochage de l'un des autres combinés, la diode zener correspondante ne peut plus conduire, les autres appareils restent "hors-circuit".

Si votre central télédomestique fournit une tension d'appel trop faible, les diodes zener ne peuvent pas amorcer les thyristors. Dans ces conditions, on peut utiliser un type de diode zener ayant une tension zener moins élevée. Dans le cas des thyristors, on n'a pas le choix ! Le BRX47 est le seul thyristor capable de fournir les faibles courants d'amorçage et de maintien requis.

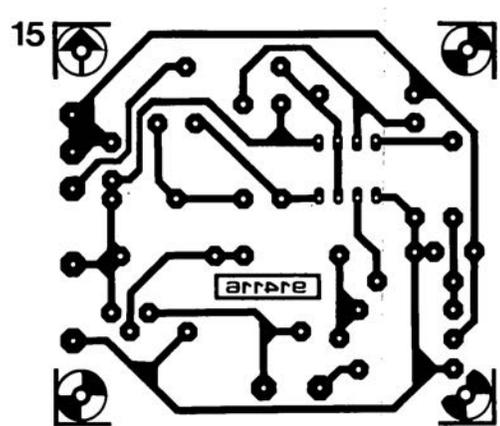
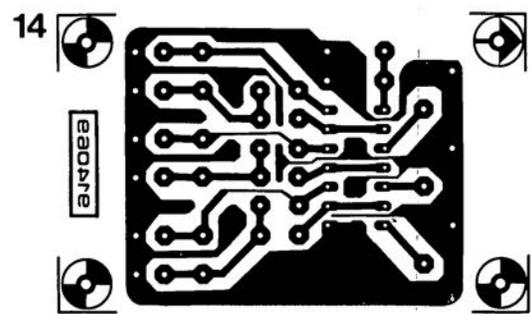
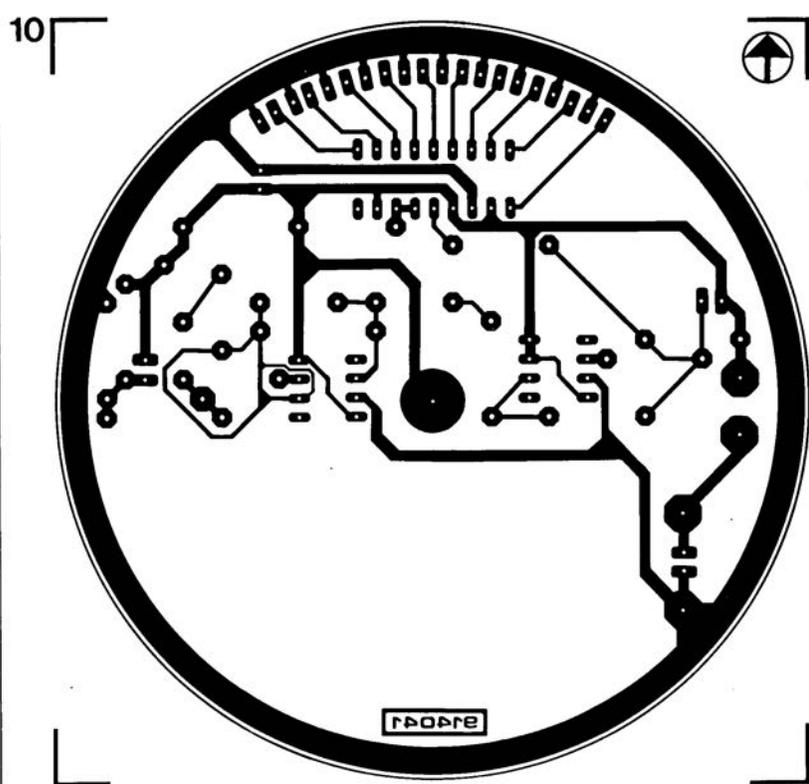
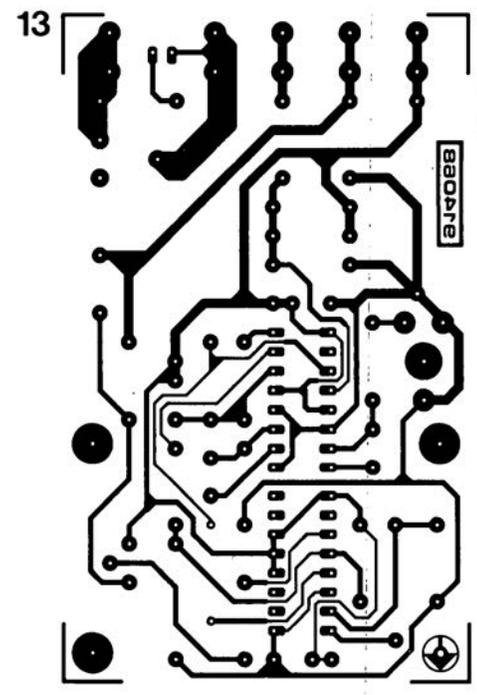
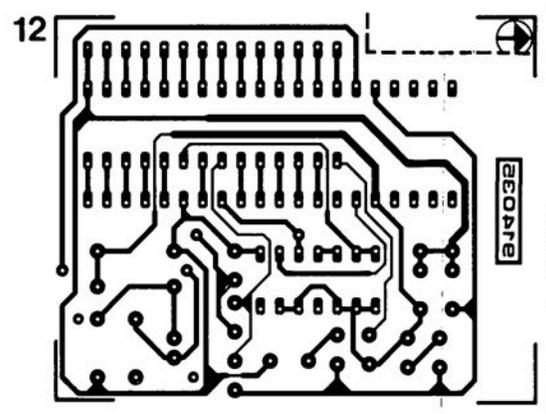
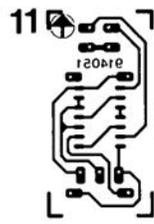
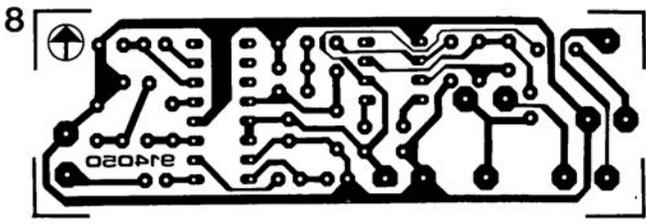
On notera –faut-il vraiment insister– qu'il ne saurait être question de connecter ce circuit au réseau **public** des P&T !

SERVICE

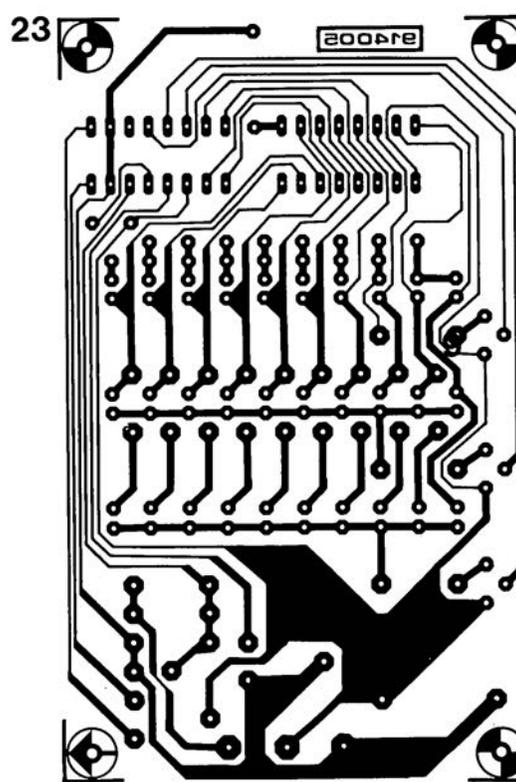
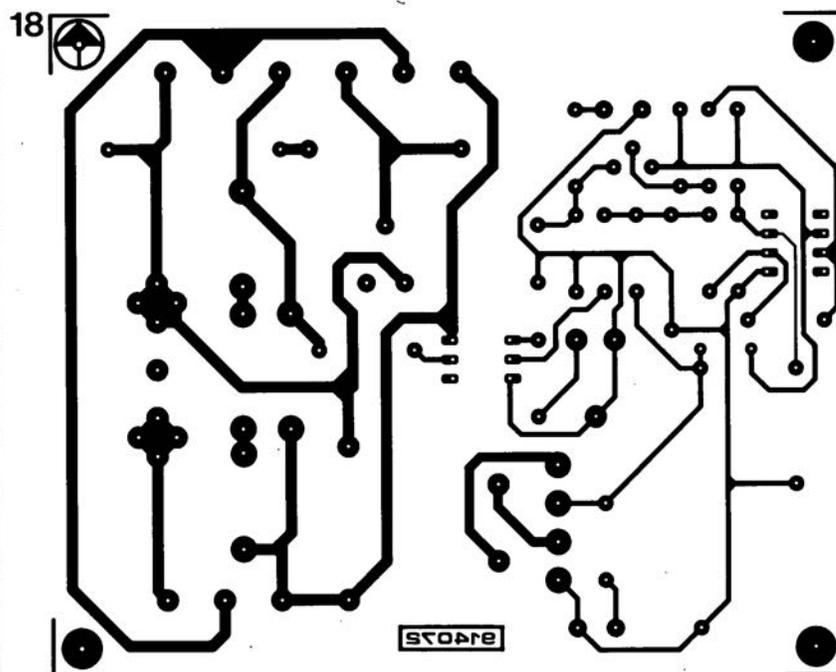
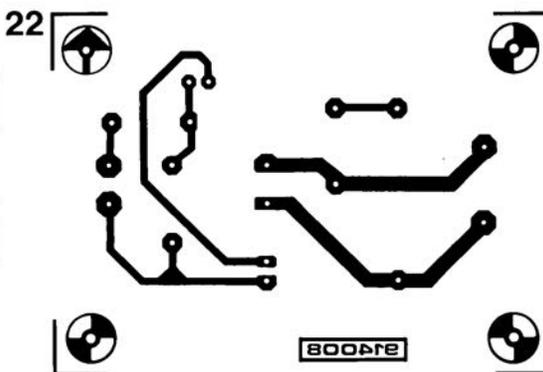
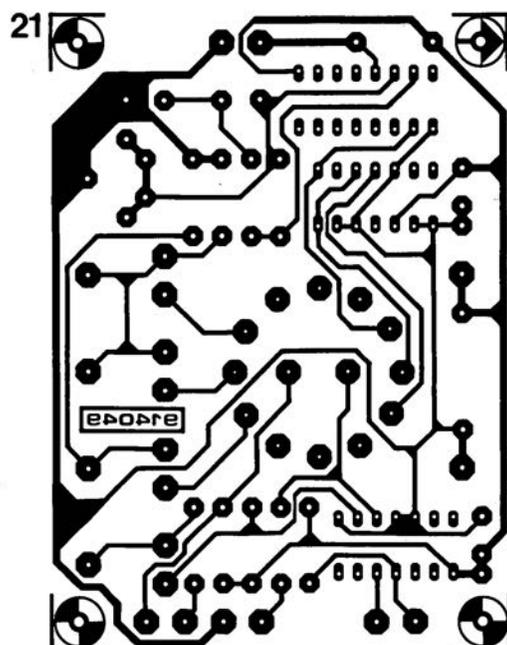
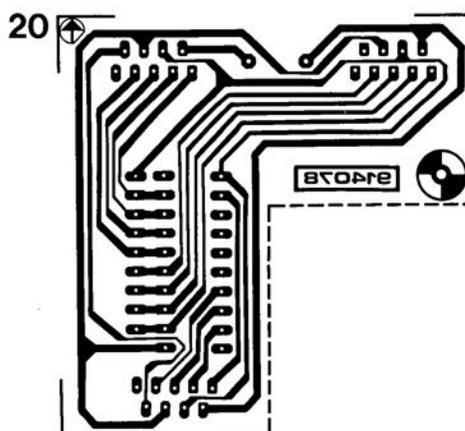
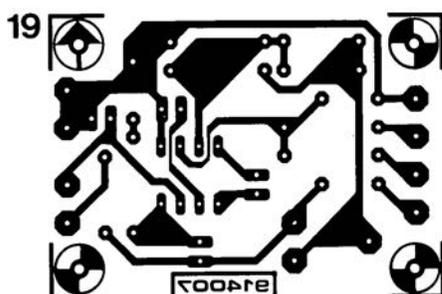
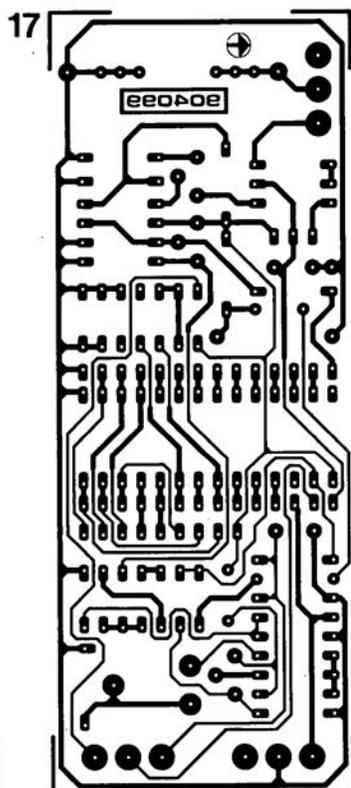
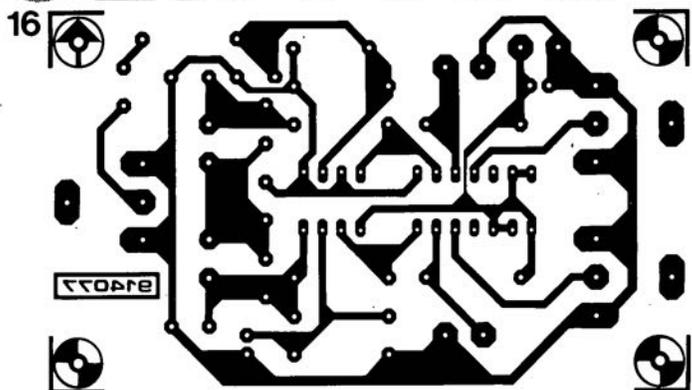
- 1 Commande de lave & essuie-glace
- 2 Protection CC pour haut-parleur
- 3 Amplificateur UHF
- 4 Temporisateur universel
- 5 Indicateur C-D-S pour batterie de voiture
- 6 Inverseur de sens de circulation (2x)
- 7 Module thermométrique LD
- 8 S-mètre pour récepteur à ondes courtes
- 10 Indicateur de puissance de champ: composants
- 11 Indicateur de puissance de champ: plan de masse
- 12 Accélérateur vidéo pour Archimedes
- 12 Adaptateur 1 Mbit pour programmeur d'EPROM
- 13 Circuit de commande automatique pour ventilateur d'automobile
- 14 Triple oscillateur HCMOS à quartz
- 15 Indicateur de crête



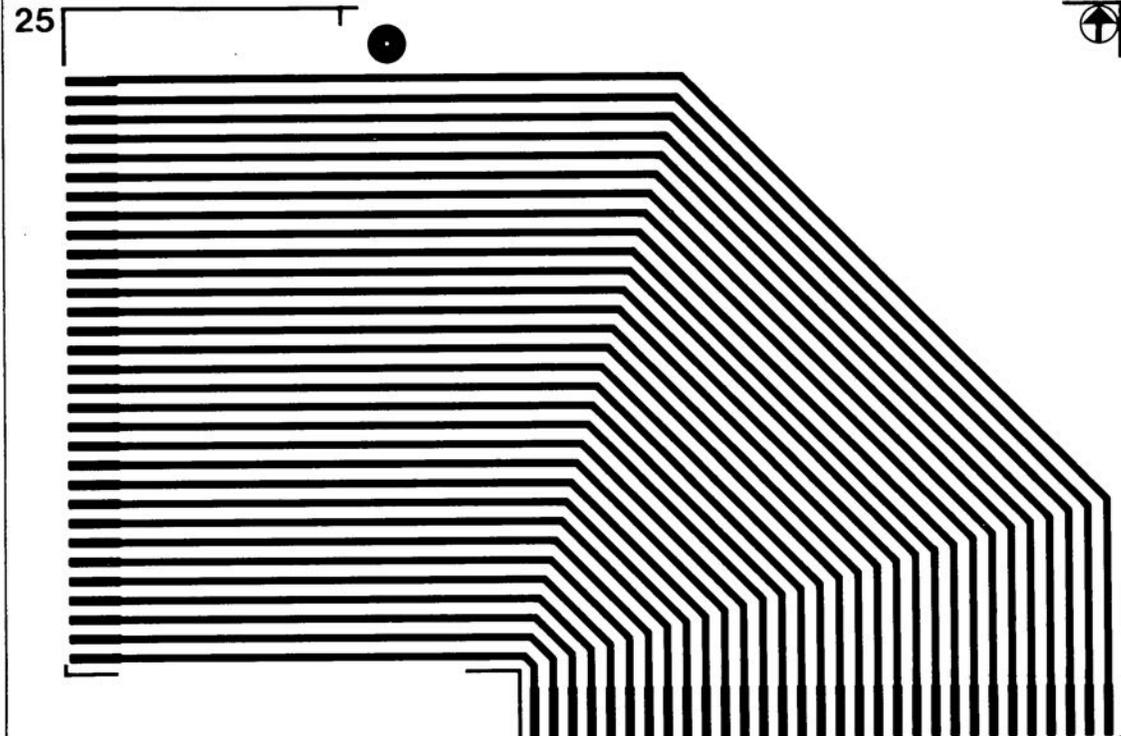
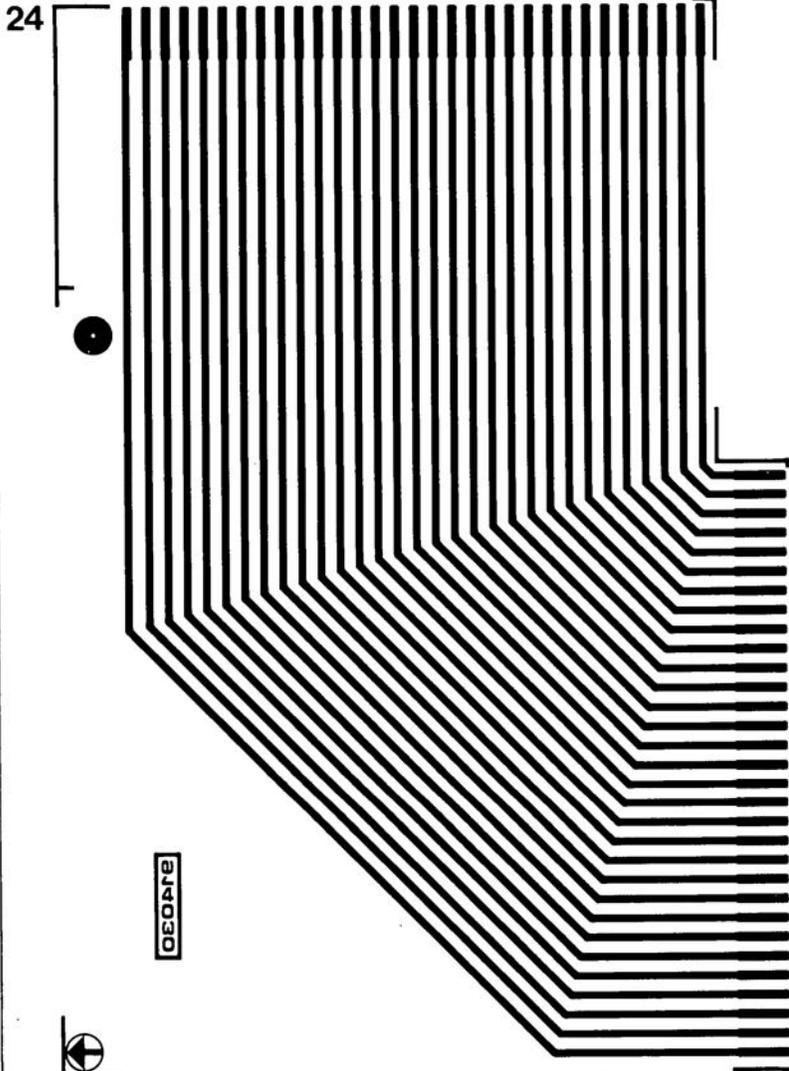
SERVICE



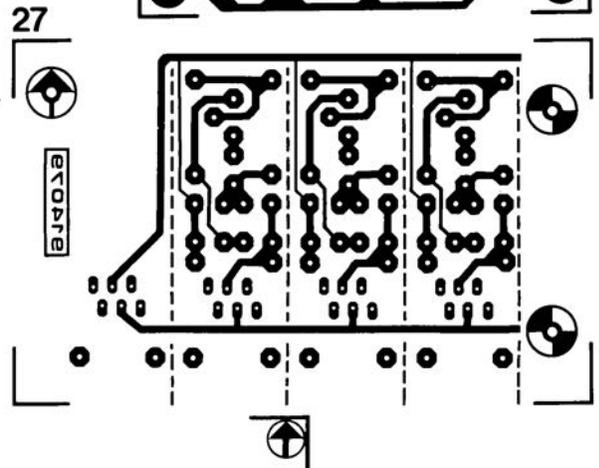
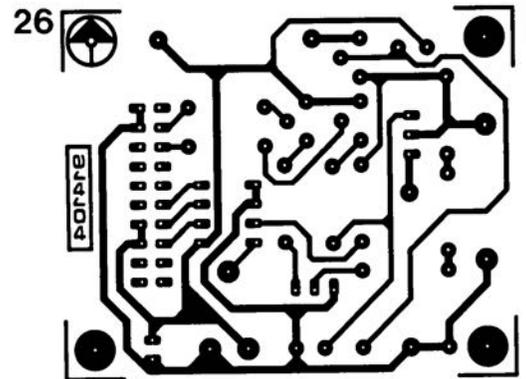
SERVICE



SERVICE



- 16 Séparateur de signaux de synchronisation
- 17 Émulateur de 2764
- 18 Interrupteur-esclave 220 V Version 2.0
- 19 Pont de Wien à alimentation symétrique
- 20 Commutateur souris-manche automatique pour Amiga
- 21 Capacimètre pour petits condensateur
- 22 Relais de sécurité électronique
- 23 Voltmètre numérique à LED
- 24 Carte d'extension de bus pour PC: recto
- 25 Carte d'extension de bus pour PC: verso
- 26 Le SCALP en testeur de capacité d'accu CdNi
- 27 Central téléphonique



ACCÉLÉRATEUR DE COMMUTATION POUR TRANSISTOR

En règle générale, les transistors de commutation sont amenés à saturation, processus qui n'est pas sans effet néfaste sur leur vitesse de commutation.

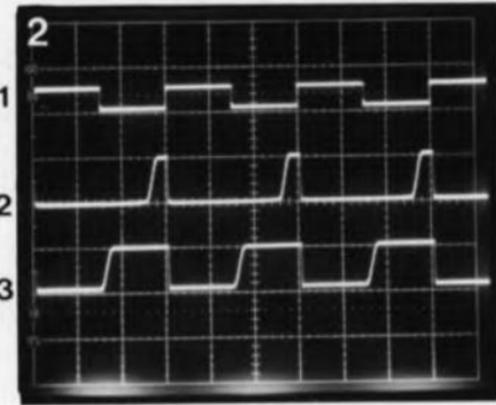
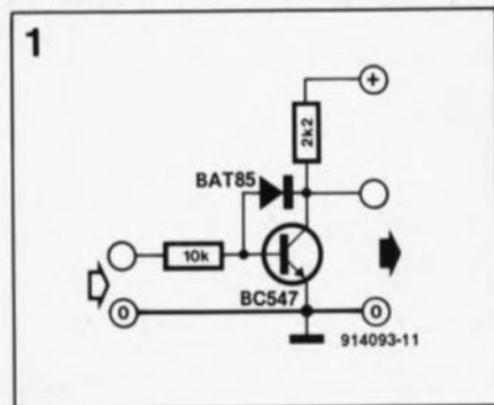
Du côté des circuits intégrés, on place souvent des diodes Schottky aux entrées, de manière précisément à contrer ce phénomène gênant.

On peut aussi, dans le cas d'un transistor

ordinaire, implanter une diode, de manière à lui permettre de commuter plus rapidement. Comme l'illustre le schéma, cette diode vient se placer entre la base et le collecteur du transistor.

Lorsque le transistor devient conducteur, son courant de base sera, à un moment donné, limité, sachant que la diode pré-

sente une tension de jonction (de seuil) plus faible que celle de la jonction base-collecteur, de sorte que le courant de base excédentaire peut trouver une "issue de secours" vers le collecteur dont le potentiel est tiré vers le bas. Lors de la mise hors-fonction du transistor, il lui faudra de ce fait moins de temps pour repasser à l'état bloquant.



La photographie de l'écran d'un oscilloscope montre clairement ce qui se passe. Le signal 1 représente le signal d'entrée ayant une fréquence de 166 kHz. Nous allons donc trouver sur le collecteur du transistor le signal inversé.

Le signal 2 représente le signal de collecteur en l'absence de diode, le signal 3 nous montre la même tension, mais avec diode cette fois.

On le constate clairement, lorsque la diode est présente, le collecteur retrouve son niveau haut bien plus rapidement.

055

SIMULATEUR D'ALLURES POUR CHEVAL DE BOIS

Comme le laisse supposer son nom, ce circuit simule, fidèlement, les différentes allures (normales) d'un cheval. Un commutateur rotatif, S3, permet de choisir l'allure à visualiser: pas, trot, galop à droite, galop à gauche et pas en arrière. Le circuit visualise alors, par l'intermédiaire de 8 LED (D1 à D8), très nettement le processus de poser des pieds du cheval. Le simulateur est de ce fait un outil de démonstration parfait pour les instructeurs d'équitation et autres cavaliers en formation.

IC4, une EPROM de 8 Koctets, fournit les motifs stockés en mémoire nécessaires à la commande des LED. Le listing hexadécimal du **tableau 1** montre les adresses utilisées et les données correspondantes. Le commutateur S3 et le compteur IC1 servent à l'adressage. L'oscillateur réalisé autour de IC3c assure la prise en compte automatique des adresses successives. On peut, à l'aide du potentiomètre P1, ajuster la vitesse de déplacement du "cheval". Si les modèles se succèdent trop rapidement, lors d'une explication théorique par exemple, il suffit de fermer l'interrupteur S1, action qui bloque l'oscillateur. Dans ces conditions, il faudra appuyer sur le bouton-poussoir S2 pour obtenir la visualisation par les LED du patron suivant.

Le sous-ensemble basé sur IC3a, R9, D9 et D10, fournit au compteur, en présence des adresses correctes, une impulsion de

Tableau 1. Listing hexadécimal pour l'EPROM

00000:	00 00 00 00 00 00 00 00	85 84 92 90 A2 22 2A 09
00010:	84 00 21 00 84 00 21 00	00 00 00 00 00 00 00 00
00020:	01 45 44 54 10 00 00 00	00 00 00 00 00 00 00 00
00030:	00 00 00 00 00 00 00 00	00 00 00 00 00 00 00 00
00040:	80 A2 22 2A 08 00 00 00	00 00 00 00 00 00 00 00
00050:	00 00 00 00 00 00 00 00	00 00 00 00 00 00 00 00
00060:	00 00 00 00 00 00 00 00	00 00 00 00 00 00 00 00
00070:	00 00 00 00 00 00 00 00	00 00 00 00 00 00 00 00
00080:	5A 12 96 48 69 5A 00 00	00 00 00 00 00 00 00 00
00090:	00 00 00 00 00 00 00 00	00 00 00 00 00 00 00 00
000A0:	00 00 00 00 00 00 00 00	00 00 00 00 00 00 00 00
000B0:	00 00 00 00 00 00 00 00	00 00 00 00 00 00 00 00
000C0:	00 00 00 00 00 00 00 00	00 00 00 00 00 00 00 00
000D0:	00 00 00 00 00 00 00 00	00 00 00 00 00 00 00 00
000E0:	00 00 00 00 00 00 00 00	00 00 00 00 00 00 00 00
000F0:	00 00 00 00 00 00 00 00	00 00 00 00 00 00 00 00

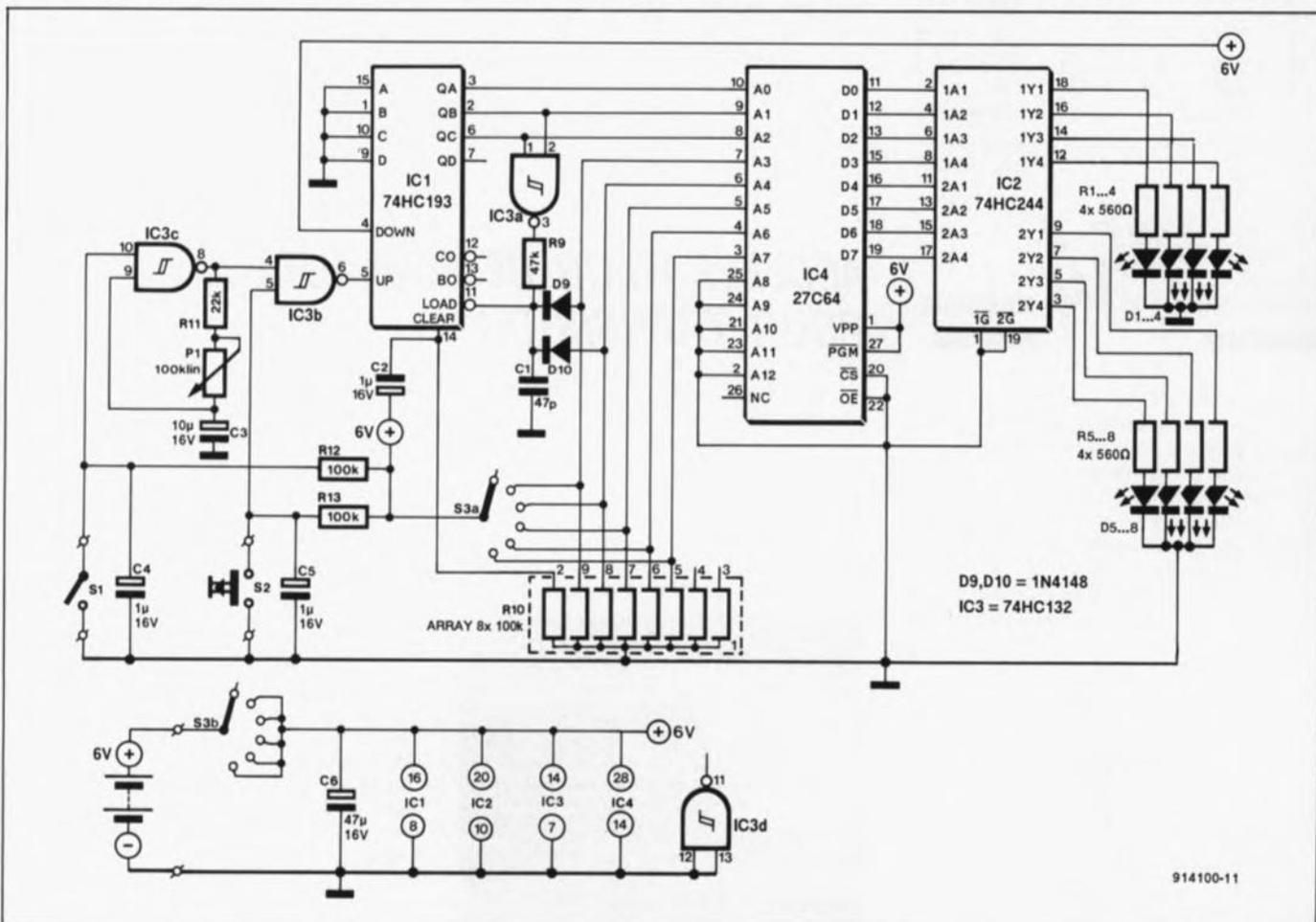
remise à zéro. Lors de la mise en fonction du circuit, le condensateur C2 et l'une des résistances du réseau R10 fournissent l'impulsion de remise à zéro initiale.

Le montage est prévu pour une alimentation à piles. 4 piles de 1,5 V, montées en série, fournissent la tension d'alimentation de 6 V nécessaire au circuit. Il est superflu de doter le circuit d'un interrupteur marche/arrêt distinct, sachant que le second circuit (S3b) du commutateur rotatif S3 assure cette fonction. Grâce à l'utilisation d'une version CMOS de la 2764, la consommation totale du simulateur ne dépass

se pas 35 mA au maximum.

Pour la réalisation du circuit on peut faire appel à une platine d'expérimentation à pastilles ou bien dessiner et fabriquer son propre circuit imprimé. Dans les 2 cas, il est essentiel de disposer les LED comme indiqué sur le schéma. Il s'agit donc de 2 rangées de 4 LED chacune, D1 se trouvant en haut à gauche et D8 en bas à droite. Si donc on regarde le schéma dans le bon sens, la tête du cheval se trouve à droite, sa queue à gauche (bien sûr).

d'après une idée de G. Lausches-Drees



056

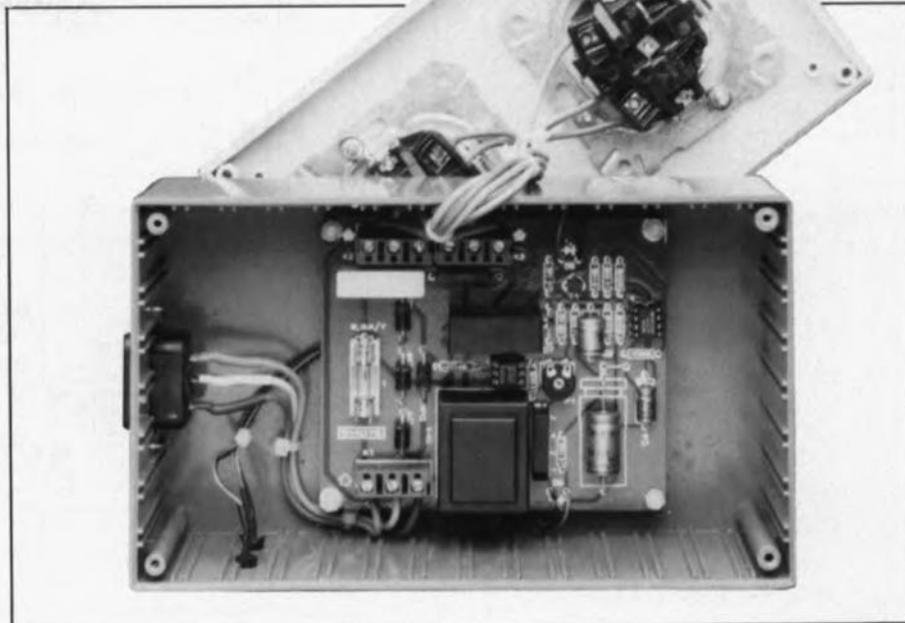
INTERRUPTEUR 220 V ESCLAVE Version 2.0

Ce montage est une version améliorée de l'interrupteur secteur esclave décrit dans le numéro 145/146 d'Elektor. Le circuit a subi d'importantes modifications, qui améliorent sensiblement son comportement face aux charges inductives.

Le circuit permet d'enclencher automatiquement un ou plusieurs appareils "esclaves" suite à la mise en fonction d'un appareil principal, dit "maître". Une application typique et très pratique de ce montage est, par exemple, la commande d'un "rack" complet d'appareils audio, assurant la mise en fonction simultanée de toutes les sources de signaux audio (magnétophone, lecteur de disques ou de disques audio-numérique et autre tuner synthétiseur) "simultanément" à celle de l'amplificateur de puissance.

Le circuit surveille la consommation de courant de l'appareil "maître" (relié au connecteur K2) par l'intermédiaire de l'opto-coupleur IC1. Si l'ajustable P1 est réglé à sa sensibilité maximale -qui correspond à sa résistance maximale-, un courant de quelques milliampères suffit à activer le circuit de commande qui, applique lui la tension secteur aux appareils "esclaves", connectés au connecteur K3. Comme le "maître" présente pratiquement toujours certains courants de fuite et de repos, on ne réglera qu'exceptionnellement le circuit à sa sensibilité maximale.

Dès que la consommation en courant de l'appareil "maître" dépasse le niveau de déclenchement défini au préalable, le transistor intégré dans IC1 devient conducteur entraînant le passage au niveau bas de la sortie de l'amplificateur opéra-



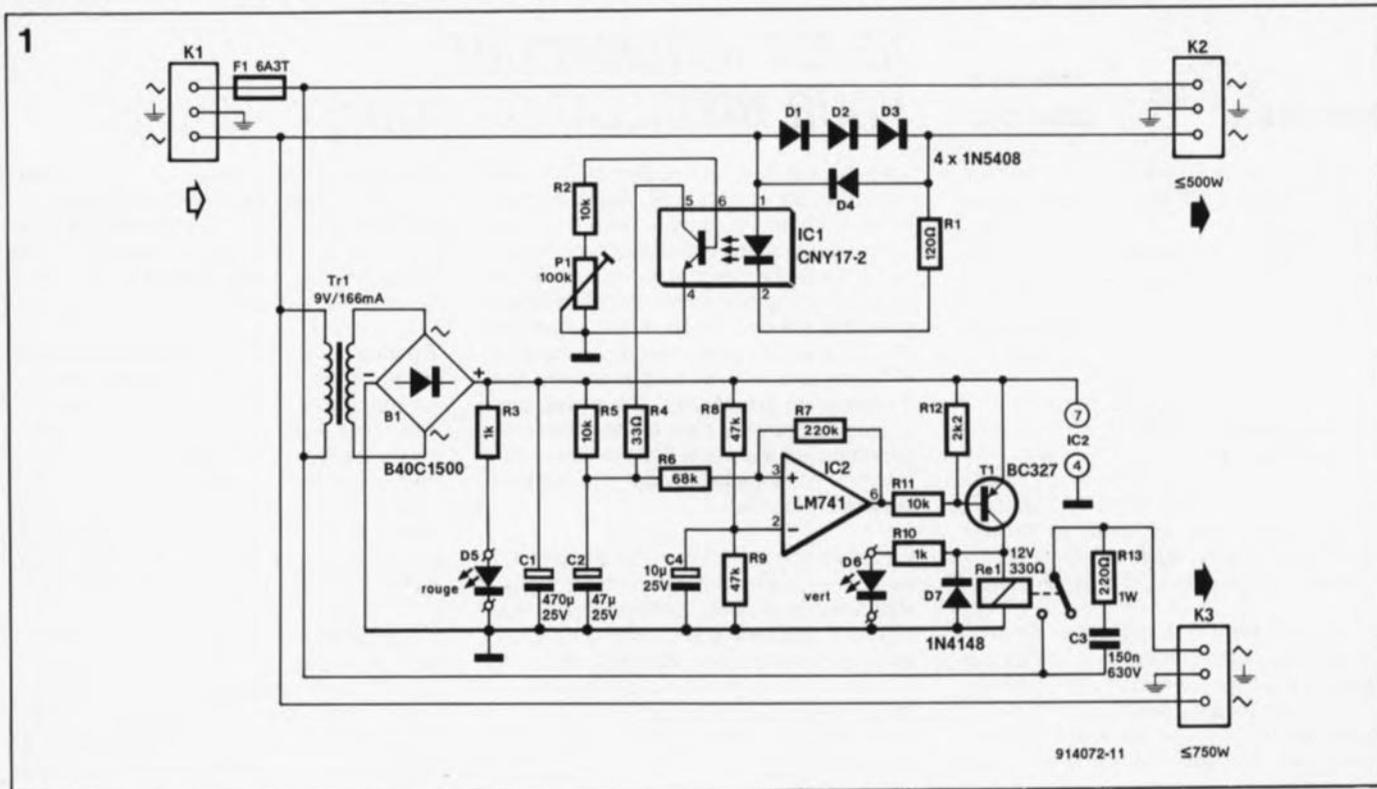
tionnel IC2. De ce fait, le transistor T1 devient passant, excitant le relais Re1 qui relie les appareils "esclaves" au secteur.

Si l'on met l'appareil "maître" hors-fonction, le condensateur C2 se charge à travers la résistance R5. Lorsque la tension aux bornes de C2 atteint un certain niveau, le comparateur bascule, le transistor T1 bloque et le relais Re1 décolle, coupant la tension d'alimentation des appareils "esclaves". Le délai introduit par le temps de charge du condensateur C2 est de l'ordre de 500 ms environ.

Le circuit comporte 2 LED qui visualisent l'état dans lequel se trouve l'interrupteur

220 V esclave. La connexion du circuit au secteur -à travers le connecteur K1 et le fusible F1- se traduit par l'illumination de la LED D5. La seconde LED, D6, visualise l'activation des appareils "esclaves", une fois le relais excité. La charge maximale que l'on puisse connecter au circuit est, de 500 W pour l'appareil "maître" et de 750 W pour l'ensemble des appareils "esclaves".

Il est recommandé d'utiliser, pour toutes les liaisons des lignes du secteur au circuit imprimé dessiné pour ce montage, des borniers encartables à 3 contacts (au pas de 7,5 mm). Il est vital en outre, pour de simples raisons de sécurité, de renfor-



Liste des composants

Résistances:

R1 = 120 Ω
 R2, R5, R11 = 10 k Ω
 R3, R10 = 1 k Ω
 R4 = 33 Ω
 R6 = 68 k Ω
 R7 = 220 k Ω
 R8, R9 = 47 k Ω
 R12 = 2k Ω
 R13 = 220 Ω /1 W
 P1 = 100 k Ω ajustable

Condensateurs:

C1 = 470 μ F/25 V
 C2 = 47 μ F/25 V
 C3 = 150 nF/630 V
 C4 = 10 μ F/25 V

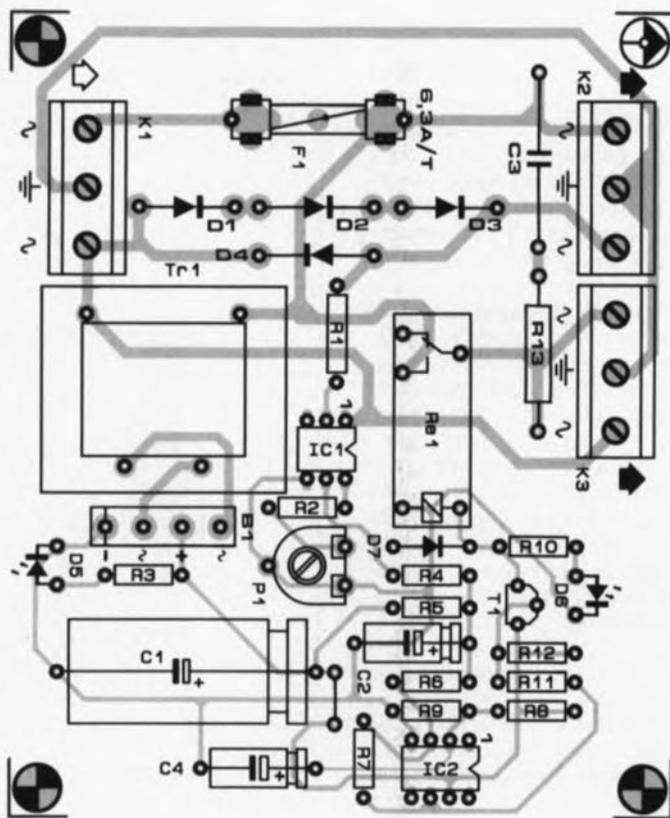
Semi-conducteurs:

D1 à D4 = 1N5408
 D5 = LED rouge 3 mm
 D6 = LED verte 3 mm
 D7 = 1N4148
 T1 = BC327
 IC1 = CNY17-2 (Telefunken)
 IC2 = LM741
 B1 = pont de redressement
 B40C1500

Divers:

K1 à K3 = bornier encartable,
 3 contacts au pas de 7,5 mm
 F1 = fusible 6,3 A à action tempore-
 sée avec son porte-fusible encartable
 Tr1 = transformateur secteur
 9 V/166 mA (tel que Monacor
 VTR-1109 par exemple)
 Re1 = relais 12 V/330 Ω (tel que Sie-
 mens V23127-B2-A201 par exemple)
 1 embase secteur CEE mâle
 2 prises secteur femelles
 1 boîtier plastique de
 190 \times 110 \times 74 mm environ (tel
 que Retex Gibox RG4 par exemple)

2



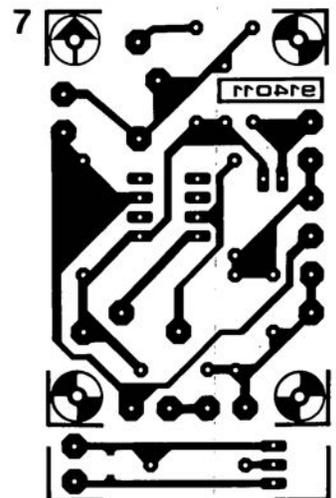
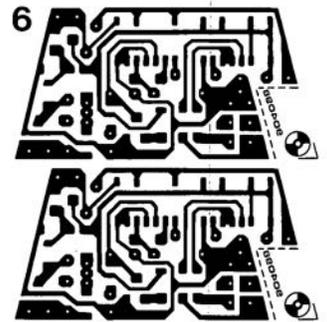
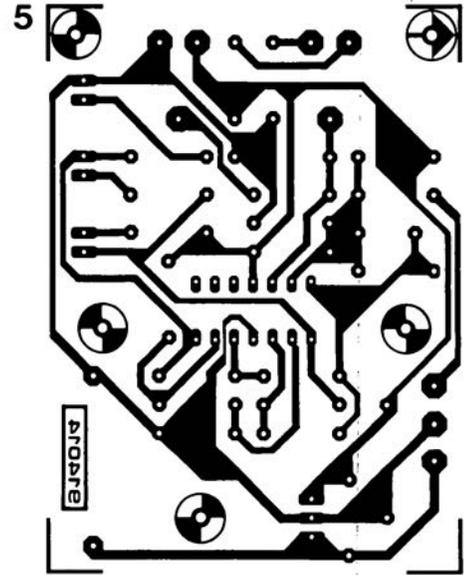
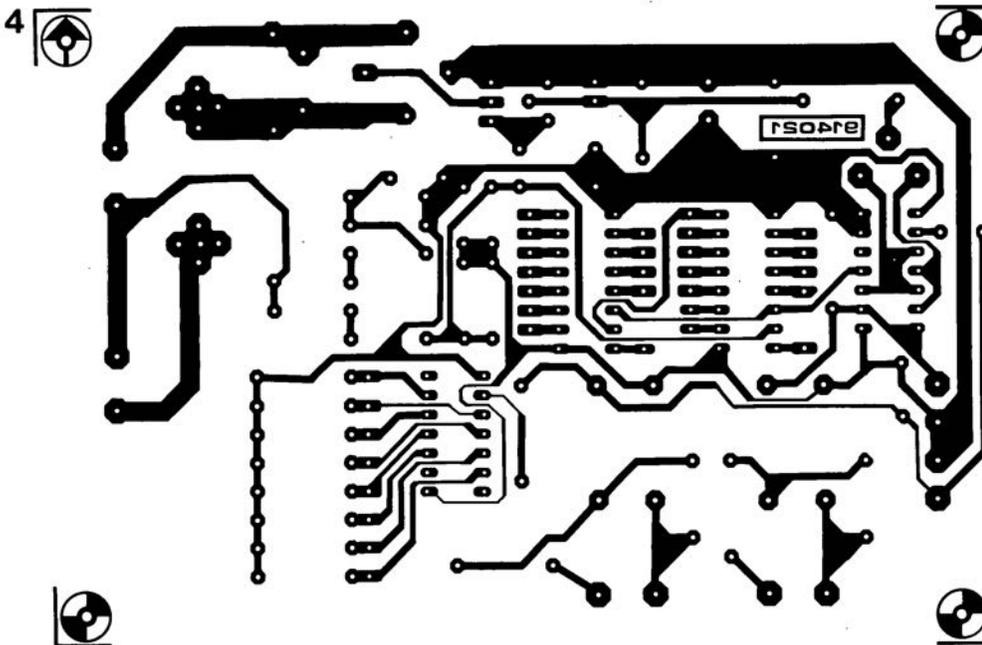
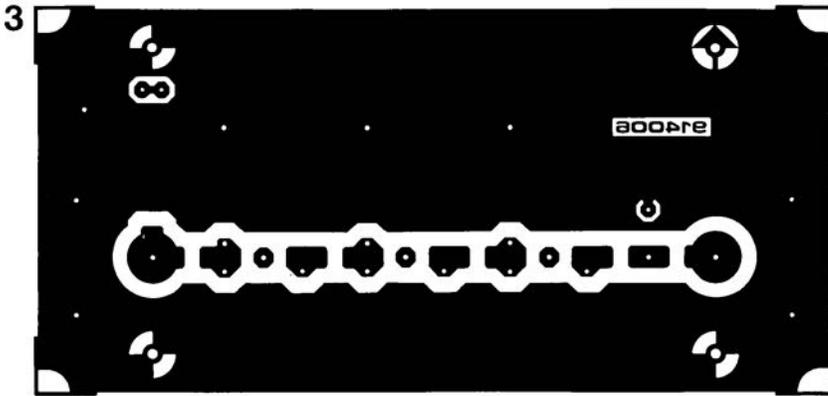
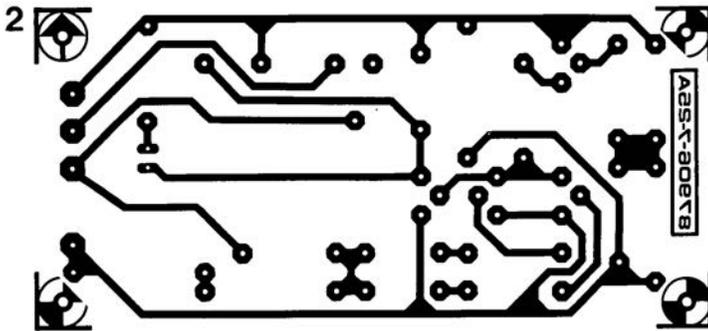
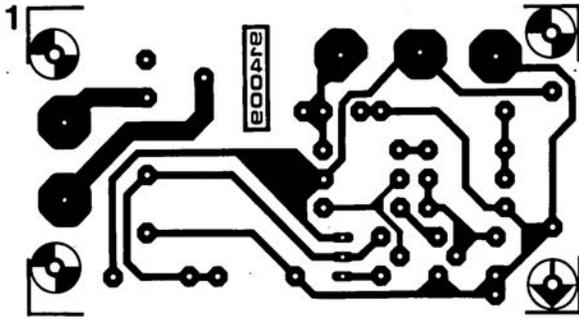
cer sur la platine la piste de la ligne de terre à l'aide d'un morceau de fil de câblage de cuivre (dénudé bien sûr) d'une section égale ou supérieure à 2,5 mm².

On enfermera le circuit dans un boîtier plastique doté d'une embase mâle CEE et de 2 embases femelles secteur. L'embase mâle CEE doit être reliée au connecteur K1, les embases femelles secteur aux connecteurs K2 et K3 respectivement.

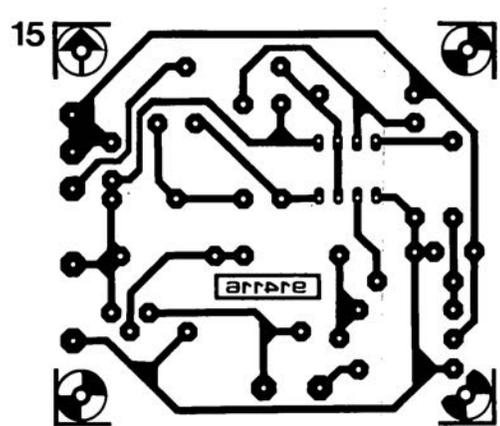
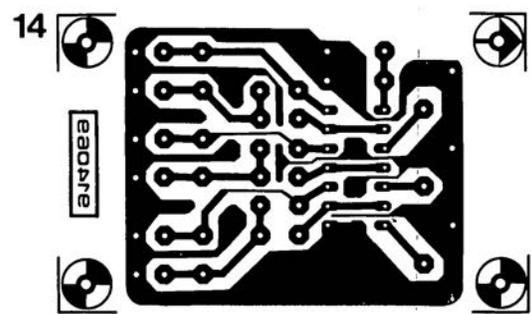
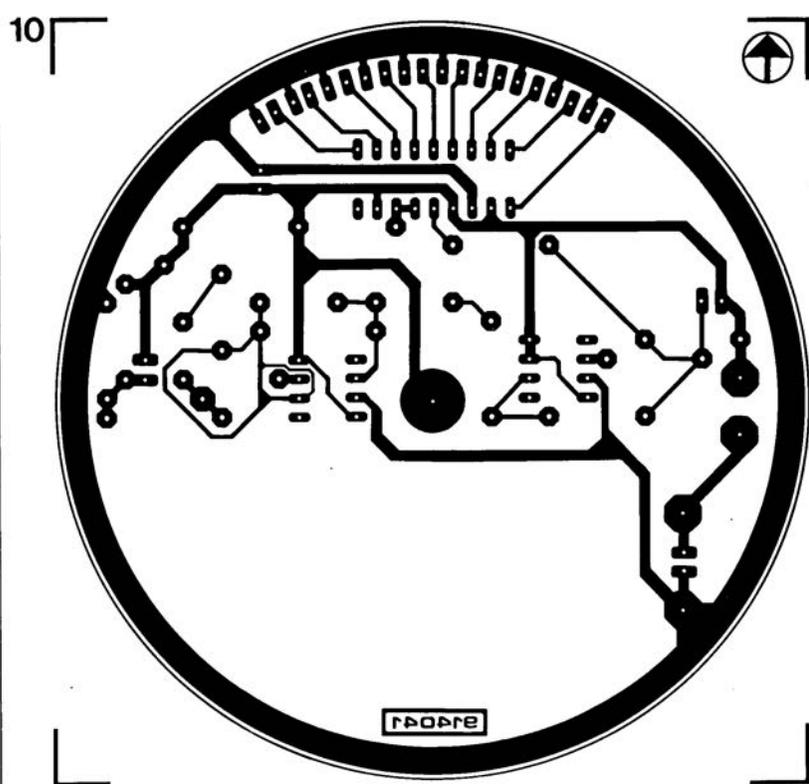
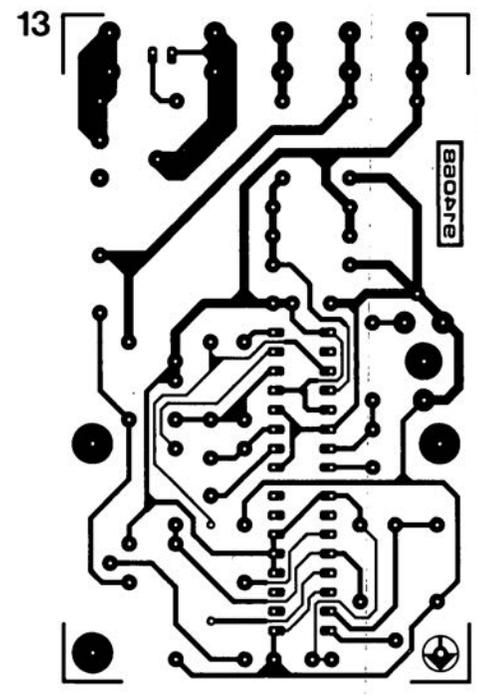
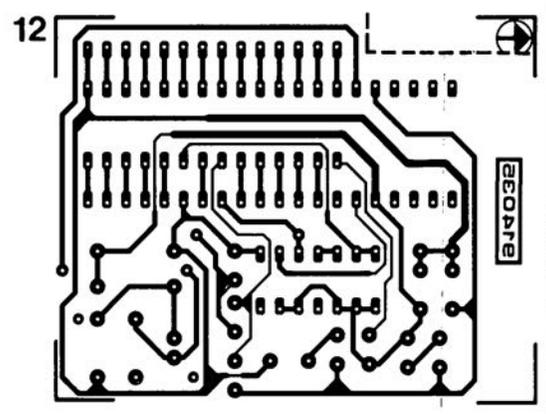
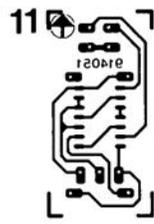
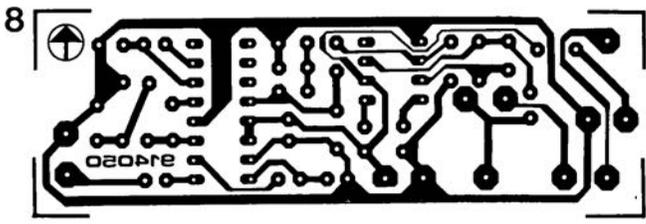
ATTENTION: Comme l'ensemble du circuit véhicule la tension secteur, il est vital de veiller à une isolation parfaite. Il ne saurait être question d'effectuer la moindre intervention sur le circuit tant qu'il est connecté au secteur. Il faudra également enfermer le circuit dans un boîtier plastique de façon à ce qu'il devienne impossible de toucher au circuit lors de l'utilisation du montage.

SERVICE

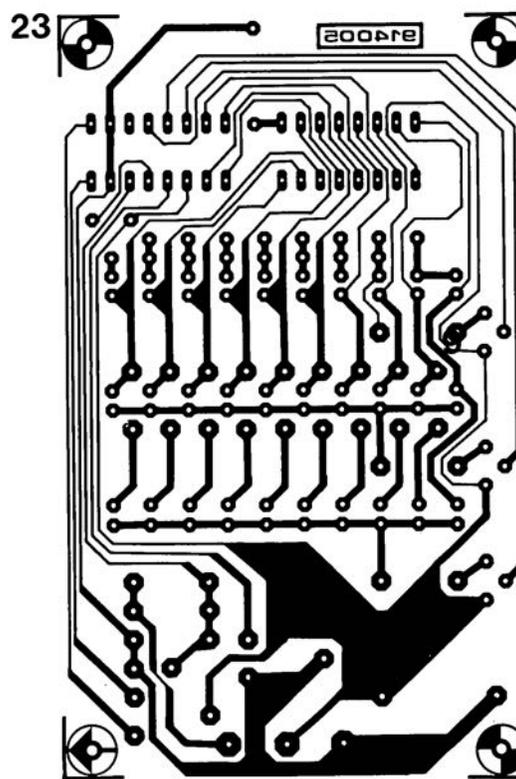
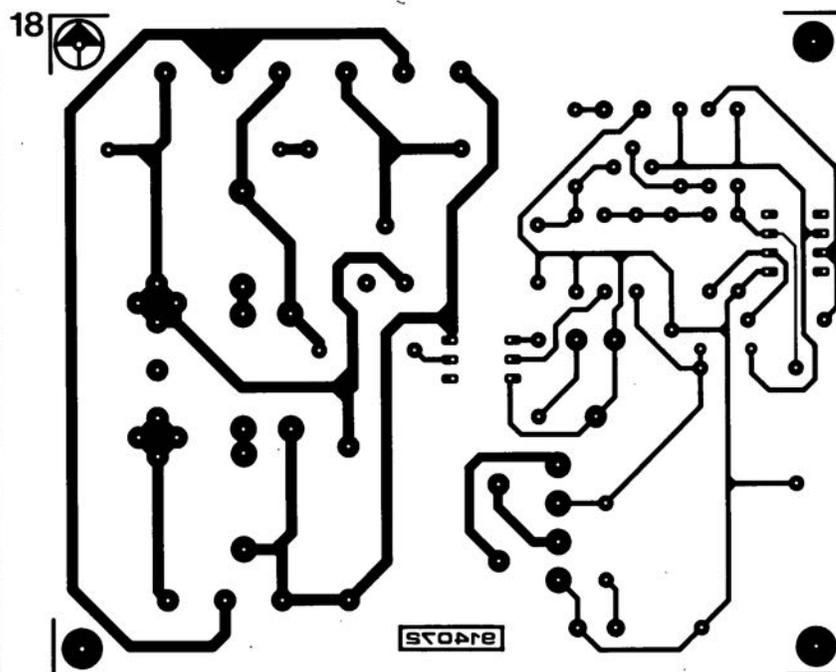
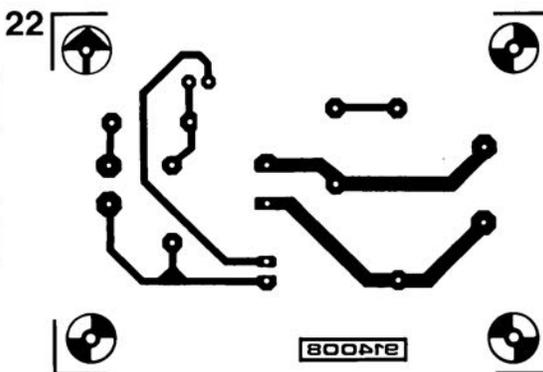
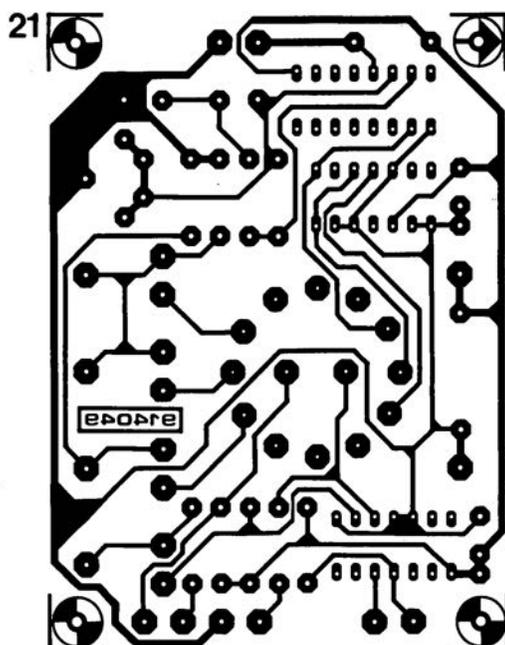
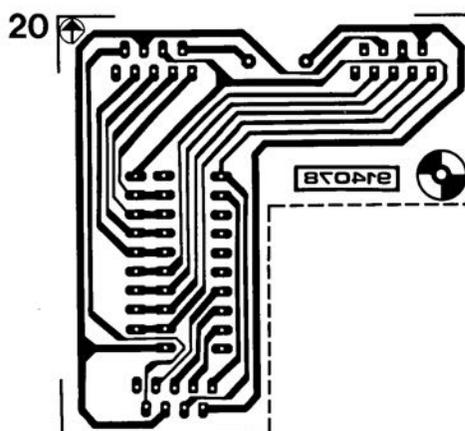
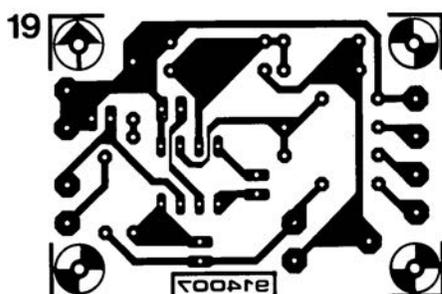
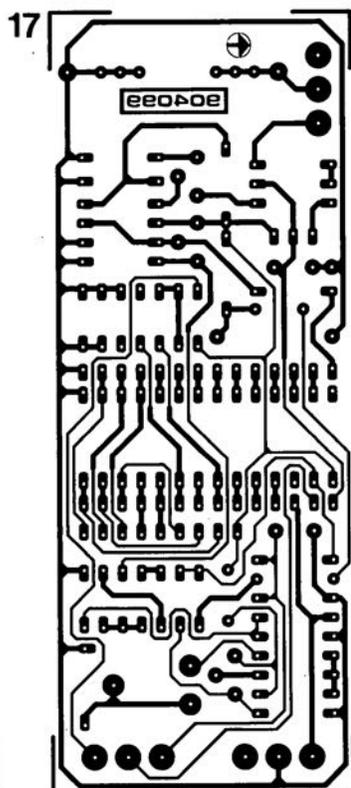
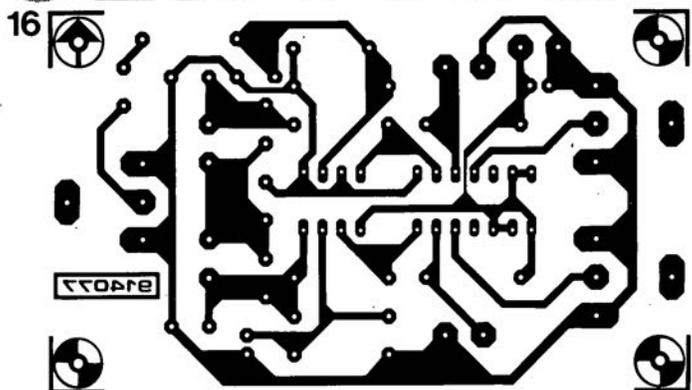
- 1 Commande de lave & essuie-glace
- 2 Protection CC pour haut-parleur
- 3 Amplificateur UHF
- 4 Temporisateur universel
- 5 Indicateur C-D-S pour batterie de voiture
- 6 Inverseur de sens de circulation (2x)
- 7 Module thermométrique LD
- 8 S-mètre pour récepteur à ondes courtes
- 10 Indicateur de puissance de champ: composants
- 11 Indicateur de puissance de champ: plan de masse
- 12 Accélérateur vidéo pour Archimedes
- 12 Adaptateur 1 Mbit pour programmeur d'EPROM
- 13 Circuit de commande automatique pour ventilateur d'automobile
- 14 Triple oscillateur HCMOS à quartz
- 15 Indicateur de crête



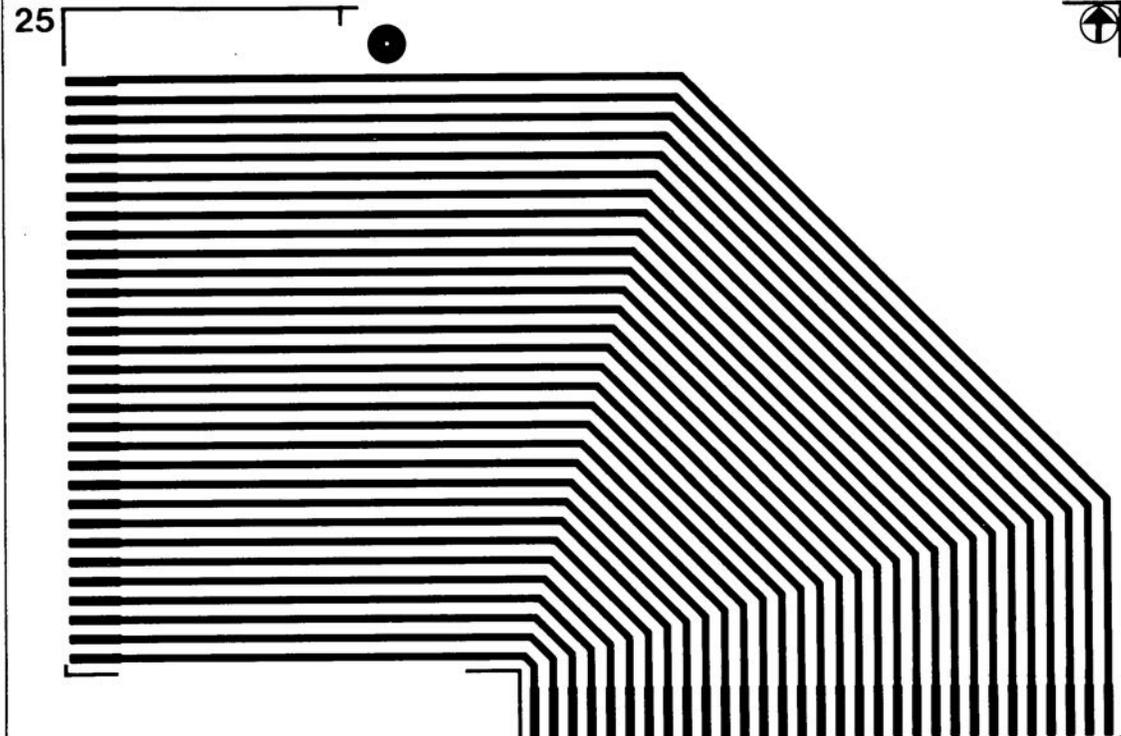
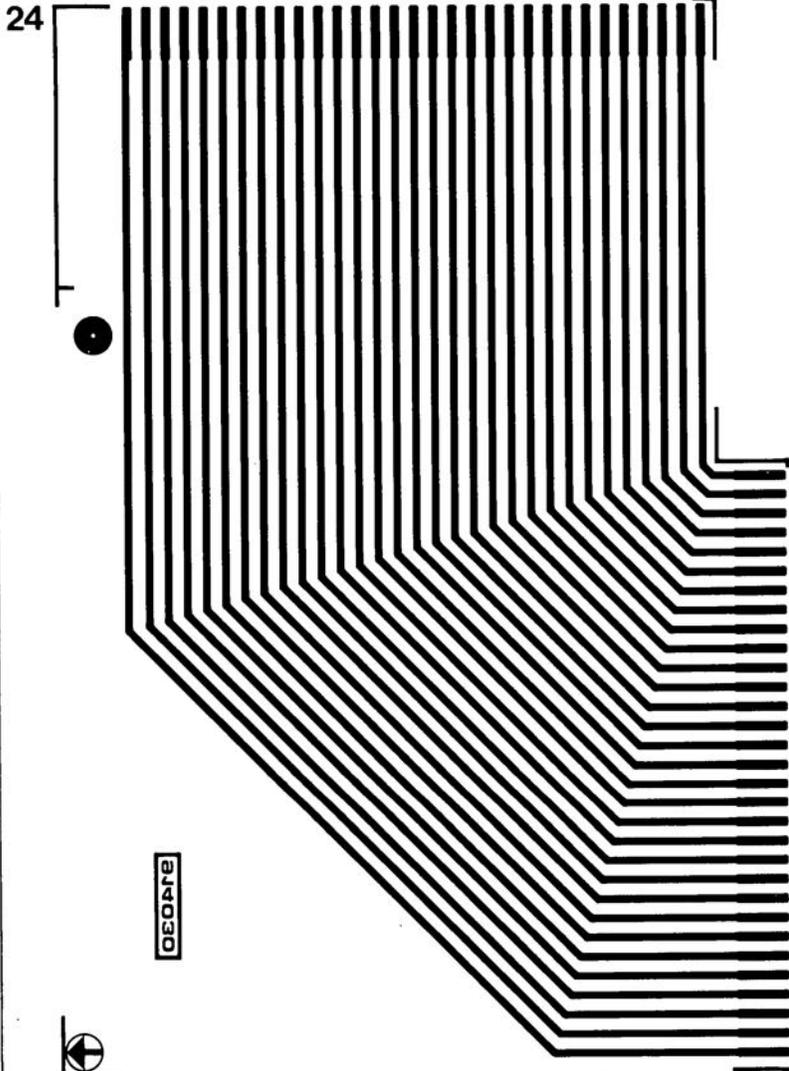
SERVICE



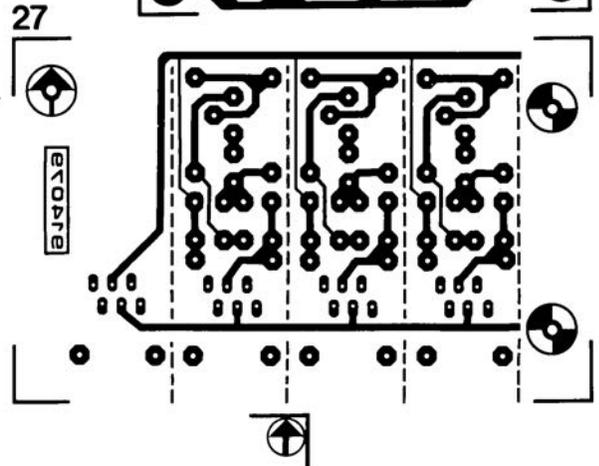
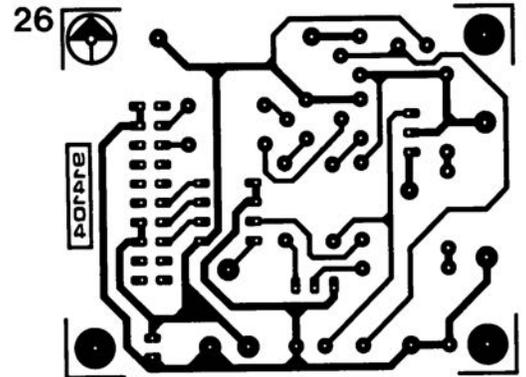
SERVICE



SERVICE



- 16 Séparateur de signaux de synchronisation
- 17 Émulateur de 2764
- 18 Interrupteur-esclave 220 V Version 2.0
- 19 Pont de Wien à alimentation symétrique
- 20 Commutateur souris-manche automatique pour Amiga
- 21 Capacimètre pour petits condensateur
- 22 Relais de sécurité électronique
- 23 Voltmètre numérique à LED
- 24 Carte d'extension de bus pour PC: recto
- 25 Carte d'extension de bus pour PC: verso
- 26 Le SCALP en testeur de capacité d'accu CdNi
- 27 Central téléphonique



ARRÊT AUTOMATIQUE POUR INSTALLATION AUDIO

Ce circuit, qui n'a rien d'impressionnant pour un lecteur d'Elektor habitué à des réalisations autrement plus complexes, n'en est pas moins capable de mettre votre installation audio à l'arrêt lorsqu'il s'est passé un certain temps depuis l'instant où elle a, pour la dernière fois, produit un son.

L'activation du circuit se fait par action sur S1, bouton-poussoir dont la fermeture permet au condensateur C1 de se charger. En conséquence de quoi, la sortie de l'amplificateur opérationnel IC1b devient haute et l'installation audio est reliée au secteur par l'intermédiaire du relais à semi-conducteur ISO1 dont la LED s'est illuminée.

Le signal de sortie Ligne (*Line Out*) de l'amplificateur de puissance audio est appliqué à l'entrée du circuit via l'embase K1. L'amplificateur opérationnel IC1a est monté ici en détecteur de signal à haute sensibilité; son seuil de déclenchement

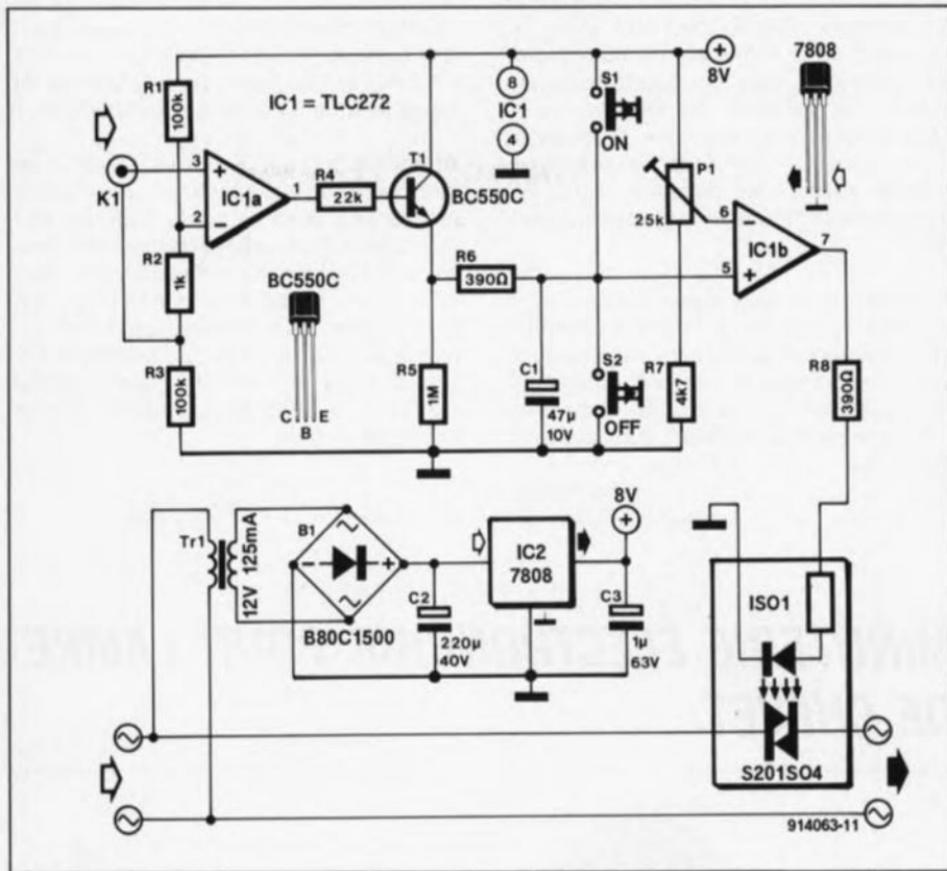
est fixé à quelque 50 mV. On notera que le potentiel de masse de l'amplificateur audio est relevé à quelque +4,5 V dans le circuit de coupure automatique en raison de la présence des résistances R1 à R3. Lorsque le signal d'entrée dépasse 50 mV (c'est-à-dire 4,05V* approximativement par rapport à la masse du circuit), la sortie de IC1a passe au niveau haut et le transistor T1 entre en conduction. Dans ces conditions, le condensateur C1 se charge rapidement, de sorte que ISO1 reste en conduction, l'alimentation de l'installation restant en fonction.

En l'absence de signal audio d'entrée, C1 se décharge progressivement via les résistances R5 et R6. L'amplificateur opérationnel IC1b bascule et l'installation audio est mise hors-tension par ISO1 lorsque la tension aux bornes du condensateur tombe en-dessous de la tension définie à l'entrée inverseuse de IC1b par la résistance ajustable P1.

Notons en passant que le courant maximal admissible par le relais à semi-conducteur utilisé ici est de 1,5 A. Si l'on envisage de commuter des intensités plus importantes, il est préférable de faire appel à un relais conventionnel.

Comme les sorties du relais et le primaire du transformateur sont reliés au secteur, on portera une attention particulière à l'isolation électrique du circuit. L'approche garantissant la meilleure sécurité consiste à utiliser un boîtier en plastique doté d'une prise et d'une fiche secteur moulées. Les connexions au secteur seront effectuées à l'aide de câble de section convenable fixé correctement à l'aide de vis.

La temporisation avant mise hors-tension de l'installation que choisira l'utilisateur dépend des caractéristiques de sa chaîne Hi-Fi - temps de rembobinage de la bande magnétique, temps nécessaire au changement de D.A.N. ou de disque viny-



le et autres manipulations similaires. Pour ajuster la temporisation à la valeur requise, on placera une résistance de 100 kΩ en parallèle sur R5 (ce qui divise par 10 la temporisation obtenue en définitive).

On tourne l'ajustable P1 en butée vers R7 avant d'actionner le bouton-poussoir S1 (ON) et d'attendre que le délai requis (divisé par 10) se soit écoulé; on affine la position de P1 jusqu'à obtenir le passage au niveau haut de la sortie de IC1b. Lorsque l'on est satisfait des résultats on pourra enlever la résistance de 100 kΩ, appuyer sur la touche "ON" et chronométrer la durée effective de la temporisation. Tant que l'on n'est pas parfaitement satisfait du résultat, il faudra réajuster la position de P1.

*Nous sommes en effet en présence d'un diviseur de tension constitué par les résistances R1 à R3. le point nodal R2/R3 se trouve à un potentiel de:

$$U_b = \frac{R3}{R1+R2+R3} \cdot 8 \text{ V} = \frac{100}{201} \cdot 8 \text{ V} = 3,98 \text{ V}$$

par rapport à la masse.

De même, le point nodal R1/R2 présente un potentiel de:

$$U_b = \frac{R3+R2}{R1+R2+R3} \cdot 8 \text{ V} = \frac{101}{201} \cdot 8 \text{ V} = 4,02 \text{ V}$$

par rapport à la masse.

d'après une idée de T.P. Thomas

ALARME POUR MOTO

Les voleurs sont des gens pratiques, une fourgonnette, 3 individus louches, il n'en faut pas plus pour que votre belle Yamaha Virago, Suzuki Intruder, Honda Shadow Chopper prenne, à contre-cœur, la poudre d'escampette. On gare en effet la camionnette à côté de la moto, on soulève celle-ci (sans se soucier de l'antivol fixé à la roue), on dépose le tout à l'intérieur et... ni vu ni connu...

"Pauvre" petit motard, alors qu'il aurait suffi d'un klaxon, d'une sirène ou de tout autre dispositif attirant l'attention, pour que notre trio s'en aille les mains dans le dos en sifflotant.

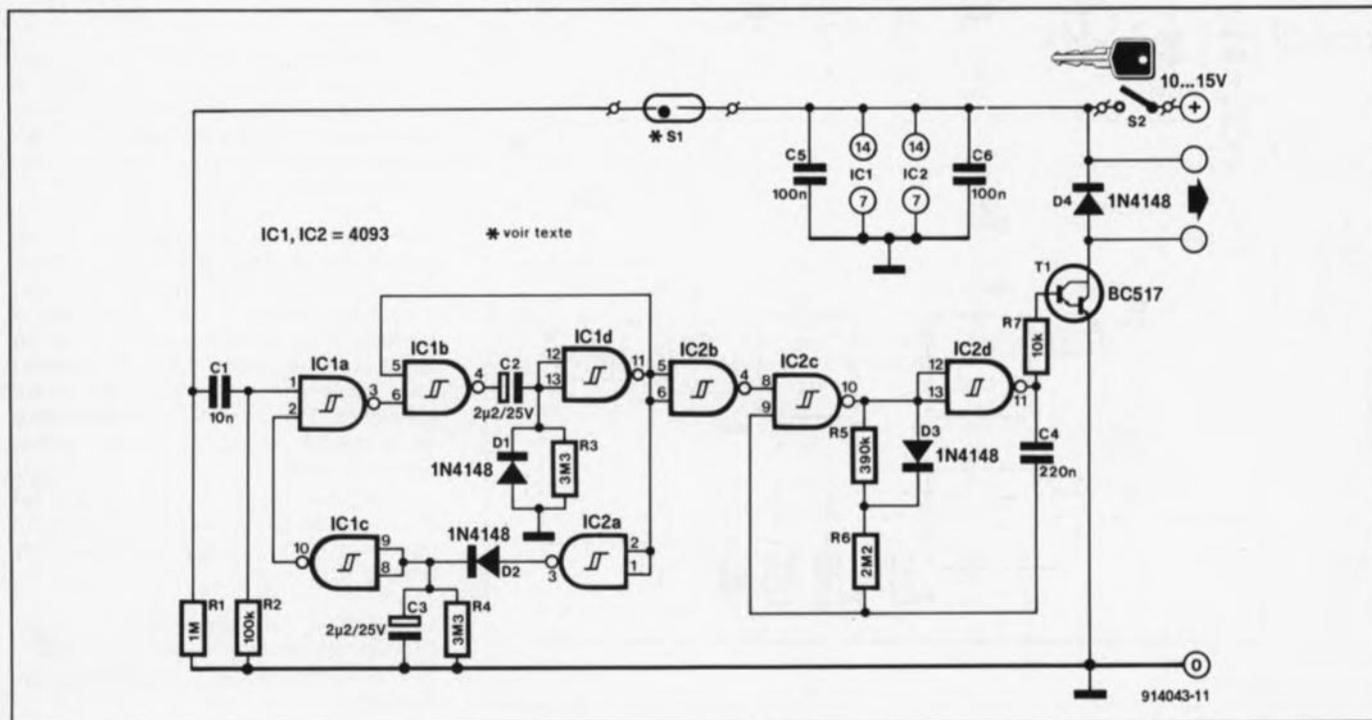
L'alarme pour moto décrite ici apporte une solution simple à ce problème latent de criminalité grandissante.

Nous avons ici fait appel à un interrupteur

à contact de mercure dont l'état commande l'ensemble du montage.

Le réseau R1/C1/R2 sert à faire en sorte que seuls des changements de situation soient pris en compte et que le circuit ne soit pas armé en permanence.

Tant que l'interrupteur à mercure reste ouvert, l'alarme se trouve au repos, la broche 1 de IC1a se trouvant à la masse via la résistance R2.



La situation a changé. Supposons qu'un individu louche soit en train de redresser votre "bécane". Une fermeture de l'interrupteur S1 produit une impulsion qui attaque la porte NAND IC1a dont la sortie passe à zéro. Le temporisateur constitué par les portes NAND à trigger de Schmitt IC1b et IC1d, et dont la pseudo-période est définie par le réseau RC R3/C2, transmet l'impulsion.

Cette impulsion attaque l'ensemble IC2c/IC2d qui, associé aux composants connexes, constitue un astable TBF (très basse fréquence) destiné à augmenter l'agressivité du klaxon par des coupures brèves.

Un second temporisateur IC1c/IC2a, déclenché lui aussi, empêchera le redéclenchement de l'alarme, pendant une certai-

ne temporisation dont la durée est égale à la précédente (R4/C3), ceci pour éviter le hurlement de la sirène au cas où la moto serait couchée. Une fois la temporisation écoulée, le dispositif se retrouve dans l'état de départ. Le transistor T1, protégé par la diode D4, sert à commander tout système mettant en fonction n'importe quel dispositif "bruyant ou fortement lumineux".

Quelques remarques intéressantes. . .

Attention au positionnement de l'interrupteur à mercure. Il faudra faire en sorte qu'il soit ouvert lorsque la moto est posée sur sa béquille, simple ou double, et qu'il se referme lorsque la moto est, pour quelque raison que ce soit, redressée.

La consommation de courant dépend pour une grande part des caractéristiques du

dispositif commuté par le transistor T1, relais pour phares ou autre sirène, sachant que le reste du circuit consomme moins d'1 mA; c'est du même coup le courant de repos lorsque T1 n'est pas conducteur.

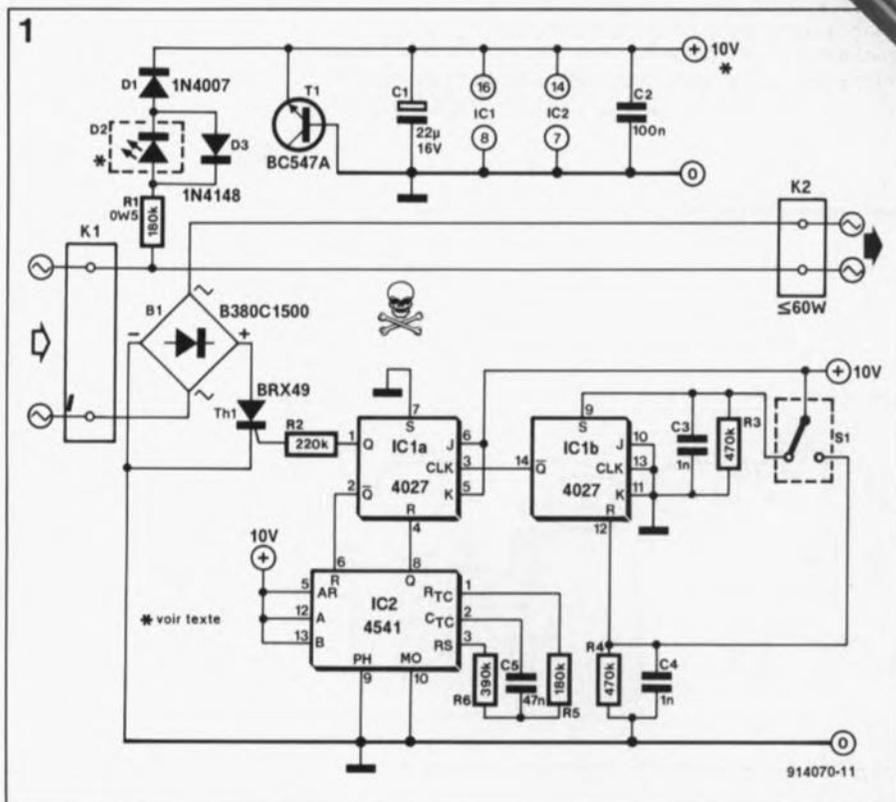
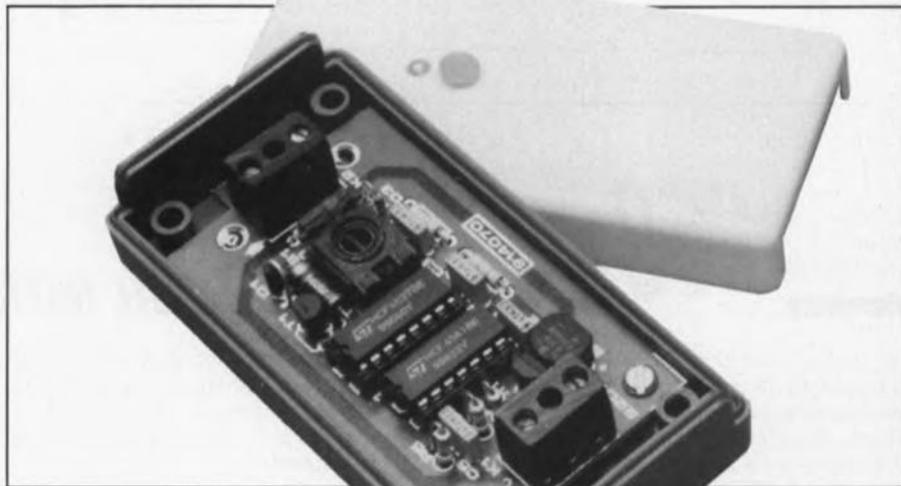
Attention, si l'on utilise un relais, à sa tension de service, car dans le cas d'un relais de 12 V, il ne se passe plus rien dès que la tension de la batterie tombe en-dessous de 9 V. La mise en fonction de l'alarme se fait à l'aide d'un interrupteur à clé distinct, voire de tout autre type d'interrupteur à condition qu'il soit parfaitement dissimulé. Il faudra bien évidemment ne pas oublier de la mettre hors-fonction avant de redresser la moto. . .

F. Nadale

MINUTERIE ÉLECTRONIQUE POUR LAMPE DE CHEVET

Après que leur maman (ou papa ait refermé le livre de contes et qu'elle (il) soit redescendu(e), de nombreux jeunes enfants tiennent à tout prix à ce que leur lampe de chevet reste allumée pendant quelques minutes, le temps de s'endormir disent-ils. L'inconvénient de cette situation est que la plupart de ces enfants s'endorment en oubliant –rien de plus normal direz-vous– d'éteindre la lampe. Non seulement ceci constitue un (petit) gaspillage d'énergie, mais, en outre, cela complique la tâche des parents lorsqu'il s'agit d'entrer dans la chambre pour éteindre la lampe sans réveiller leur rejeton.

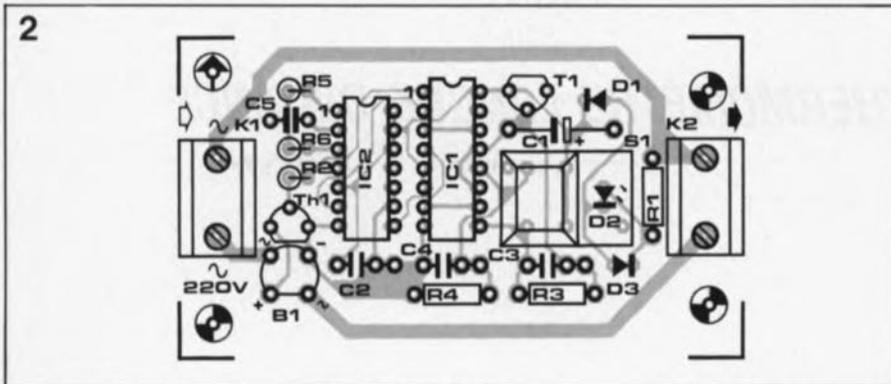
Le temporisateur proposé ici constitue une solution élégante à ce petit problème domestique. Le circuit, facile à réaliser, fait



appel à des composants standard, donc peu coûteux, et vous permet de définir la durée pendant laquelle la lampe de chevet reste allumée une fois le lit bordé et la "minuterie électronique pour lampe de chevet" actionnée.

Une action sur le bouton-poussoir S1 se traduit par le basculement du bistable IC1b et l'application d'une impulsion d'horloge, débarrassée de tout parasite, à l'entrée d'un second bistable, IC1a. La sortie Q de IC1a passe de ce fait au niveau haut, déclenchant ainsi le thyristor faible puissance, Th1. La sortie complémentaire de ce bistable, \bar{Q} , passe au niveau bas et valide le temporisateur IC2. La charge, une ampoule de 60 W au maximum, est alors mise en service et reste active (allumée donc) jusqu'à ce que le compteur IC2 remette IC1a à zéro.

Le compteur, un circuit intégré du type CD4541, est doté d'un oscillateur fonctionnant à une fréquence, f , résultant du calcul suivant:



$$f = 1 / 2,3 R_{TC} C_{TC} \quad [\text{Hz}],$$

formule dans laquelle R_{TC} est la résistance reliée à la broche 1 et C_{TC} le condensateur relié à la broche 2. La résistance connectée à l'entrée RS de IC2 a une valeur de $2 \times R_{TC}$ environ.

Dans ce circuit, le facteur d'échelle du 4541 a été défini à 65 536 (2^{16}) en reliant ses broches de commande A et B à la ligne de la tension positive d'alimentation. Ceci signifie que le niveau présent sur la sortie (broche 8) change au bout de 32 768 impulsions d'horloge. Les niveaux logiques présents aux broches 5, 10 et 9 entraînent un passage au niveau bas de la broche 8 lorsque la broche de remise à zéro (6) se trouve au niveau logique haut. Il est possible, de ce fait, de calculer le temps de temporisation, t , introduit par le circuit, à l'aide de la formule suivante:

$$t = 2,3 \times 32\,768 \times R5 \times C5 \quad [\text{s}].$$

Le circuit dérive sa tension d'alimentation directement du secteur. Le transistor T1 sert en fait de diode zener de 10 V. La

LED, D2, constitue un point de référence lumineux pour l'enfant (ou un autre utilisateur). Cette LED est intégrée dans le bouton-poussoir S1 (une Digitast de ITW par exemple).

On notera que la tension d'alimentation réelle du circuit peut être, en fonction des caractéristiques du transistor T1, comprise entre 6 et 12 V. Tant que IC1a est capable de fournir au thyristor un courant de déclenchement de quelque 200 mA, la valeur effective de la tension d'alimentation est sans importance pourtant.

En raison de la présence de la tension secteur un peu partout sur le circuit, il est recommandé d'utiliser, pour sa réalisation, le circuit imprimé dont on retrouve en **figure 2** la sérigraphie de l'implantation des composants.

Pour des raisons de sécurité il est également impératif de placer ce circuit dans un boîtier en plastique, de limiter au strict indispensable l'orifice destiné au bouton-poussoir et de doter les cordons secteur d'entrée et de sortie d'une bride anti-arrachement.

Liste des composants

Résistances:

- R1 = 180 k Ω /0,5 W
- R2 = 220 k Ω
- R3, R4 = 470 k Ω
- R5 = 180 k Ω
- R6 = 390 k Ω

Condensateurs:

- C1 = 22 μ F/16 V
- C2 = 100 nF
- C3, C4 = 1 nF
- C5 = 47 nF

Semi-conducteurs:

- D1 = 1N4007
- D2 = LED 3 mm à haute luminosité
- D3 = 1N4148
- T1 = BC547A
- Th1 = BRX49
- B1 = B380C1500
- IC1 = 4027
- IC2 = 4541

Divers:

- S1 = bouton-poussoir avec capot pour LED 3 mm (tel que DIGITAST de ITW)
- K1, K2 = bornier encartable, 2 contacts au pas de 10 mm éventuellement boîtier plastique de 100 x 50 x 25 mm environ

ATTENTION: Sachant que l'ensemble du circuit véhicule la tension du secteur, il ne saurait être question d'effectuer la moindre intervention sur le circuit **tant qu'il est connecté au secteur.**

H. Moser

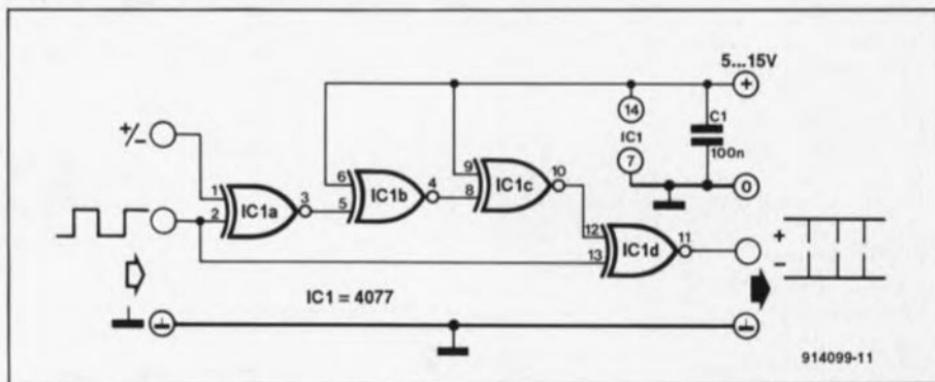
060

PEAUFINEUR DE SIGNAL/ DOUBLEUR DE FRÉQUENCE

Ce schéma électronique d'un doubleur de fréquence montre comment utiliser les 4 portes d'un circuit intégré du type 4077, pour générer, à partir d'un signal donné, un nouveau signal de fréquence 2 fois plus élevée. Autrement dit, le circuit génère une impulsion lors du passage de **cha-**
cun des flancs du signal d'entrée. La largeur de l'impulsion est fonction du temps de transfert (retard interne) introduit par les portes IC1a à IC1c.

Le circuit compare le signal d'entrée original, présent sur la broche 13 de IC1d, avec le signal "retardé" par son passage à travers les portes IC1a à IC1c, appliqué lui, à la broche 12 de cette même porte. Comme IC1d remplit une fonction EXNOR puisqu'il s'agit d'une porte EXNOR, chaque différence de niveau entre ces 2 signaux se traduit par un changement du niveau du signal de sortie de cette porte.

La définition du niveau de base du signal de sortie de IC1d se fait par la connexion de l'entrée +/- de IC1a soit à la ligne de la tension d'alimentation, soit à la ligne de



masse. Si l'on connecte cette entrée à la masse, IC1d fournit un niveau bas avec une impulsion positive pour chaque flanc du signal d'entrée. Dans l'autre cas - connexion de l'entrée +/- de IC1a à la tension d'alimentation positive - on dispose à la sortie de IC1d d'un niveau haut présentant des impulsions négatives.

Au lieu d'utiliser des portes EXNOR, il est possible aussi de faire appel à des portes EXOR. Dans ces conditions, le fonc-

tionnement du circuit ne change pas. Si l'on remplace le 4077 par un 4030 ou un 4070, c'est uniquement la largeur d'impulsion qui change et ceci en raison du temps de transfert (vitesse de propagation des signaux) différent des portes de ces circuits intégrés.

La consommation du générateur d'impulsions dépend largement de la fréquence du signal d'entrée. Si l'on applique un signal de basse fréquence, la consommation est pratiquement nulle.

061

THERMOMÈTRE LONGUE DISTANCE

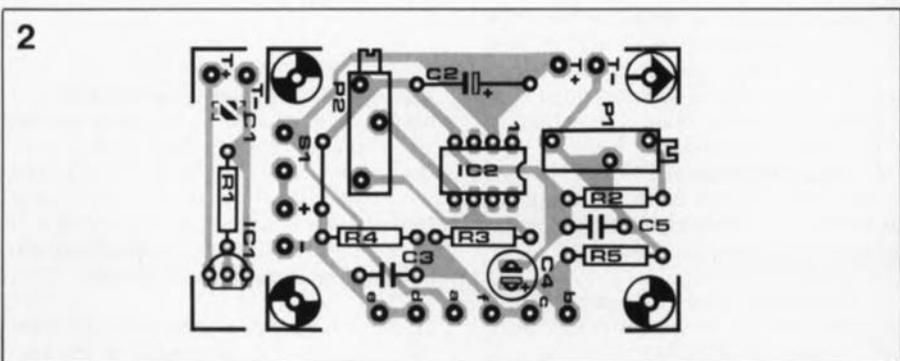
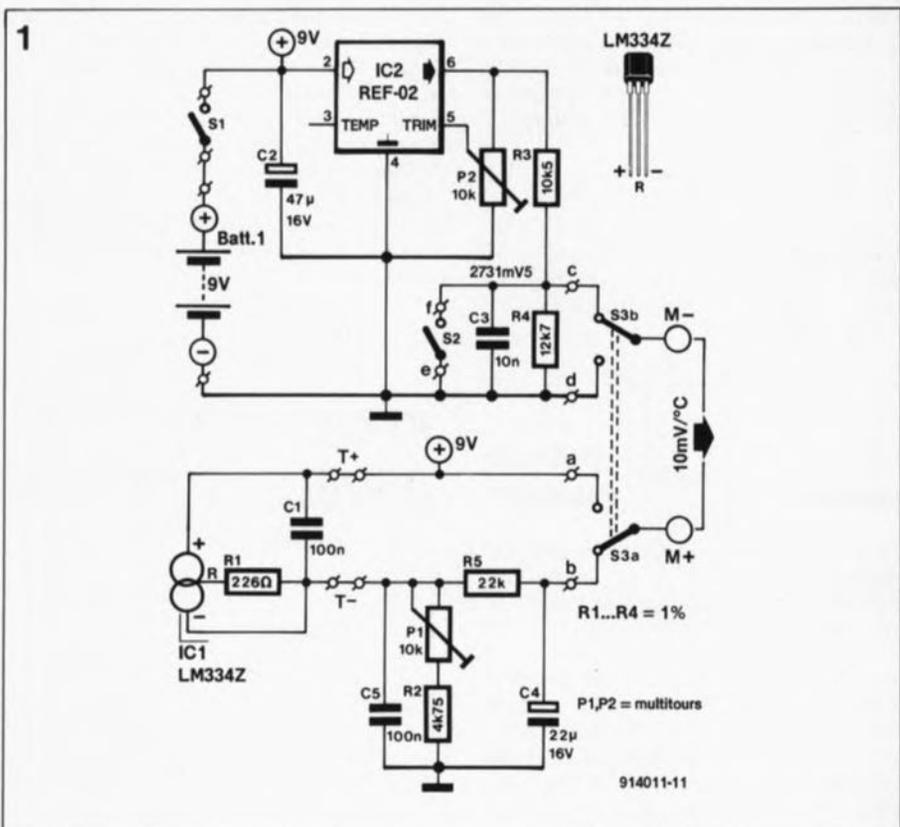
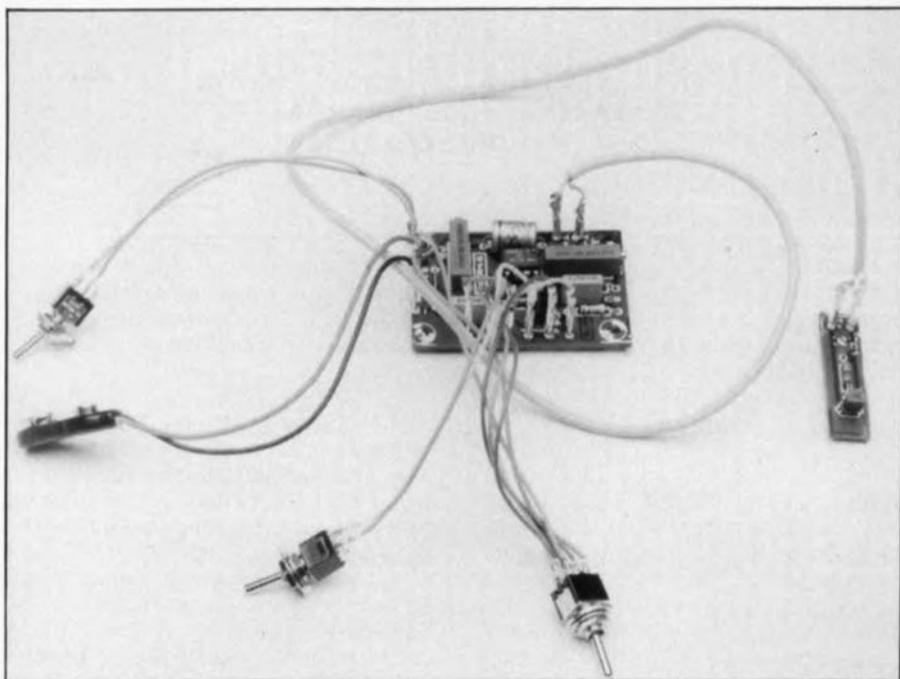
POUR MULTIMÈTRE NUMÉRIQUE

Le LM334Z de National Semiconductor est une source de courant ajustable, thermovisible, proposée en boîtier plastique TO-92. Ici, la résistance de 226 Ω, R1, est utilisée pour définir à 1 μA par degré Kelvin (μA/K) le gradient (taux de variation) du courant.

IC1, R1 et C1 constituent le thermomètre LD (Longue Distance) proprement dit. Comme il fournit à sa sortie un **courant** dont l'intensité varie en fonction de la température, il est parfaitement possible de connecter ce thermomètre à la seconde partie du montage, une interface pour multimètre numérique, par l'intermédiaire d'un simple câble bifilaire.

L'option "courant constant" élimine les problèmes de chutes de tension et ne nécessite pas l'utilisation de câblage à faibles pertes en tension extrêmement cher, problèmes inévitables lorsque l'on choisit d'utiliser une **tension** constante pour la commande du circuit. On notera en outre que la chute de tension produite par un câble relativement long est fonction de la température, ce qui impose l'utilisation d'un circuit de compensation complexe. Si au contraire, le capteur est une source de courant constant, la longueur et la résistance totale du câble entre ce capteur et son interface (vers un multimètre numérique) sont quasiment sans influence sur le signal de sortie de celui-ci.

Fini le besoin d'un circuit de compensation compliqué; on peut disposer le capteur à des dizaines de mètres de son interface tout en utilisant du câble ordinaire et donc ... bon marché.



Liste des composants

Résistances:

(résistances 1% - série E96)

- R1 = 226 Ω, 1%
- R2 = 4kΩ75, 1%
- R3 = 10kΩ5, 1%
- R4 = 12kΩ7, 1%
- R5 = 22 kΩ
- P1, P2 = 10 kΩ, ajust. multitour

Condensateurs:

- C1 = 100 nF CMS
- C2 = 47 μF/16 V axial
- C3 = 10 nF
- C4 = 22 μF/16 V radial
- C5 = 100 nF

Semi-conducteurs:

- IC1 = LM334Z (National Semiconductor)
- IC2 = REF-02 (PMI)

Divers:

- S1, S2 = interrupteur miniature simple
- S3 = inverseur bipolaire
- 1 pile 9 V avec son clip de connexion

L'ajustable P1 et la résistance R2 convertissent le courant fourni par le capteur en une tension d'une valeur de 10 mV/K. Le condensateur C5 supprime d'éventuels parasites HF que pourrait capter le câble de liaison.

Afin d'éviter des problèmes de niveau de masse, la source de courant sera alimentée à l'aide d'une pile de 9 V, comme l'illustre d'ailleurs le schéma. Le régulateur ajustable à haute stabilité, le REF-02 de Precision Monolithics, (IC2) sert à soustraire de la tension de sortie du convertisseur une tension fixe de 2 731,5 mV. Cette opération est nécessaire pour obtenir un gradient exprimé en degrés Celsius. Le processus consiste en fait en un "relèvement" de 2 731,5 mV (la tension de référence de sortie du REF-02) de la masse du

convertisseur lorsque l'interrupteur S2 est ouvert. En cas de fermeture de S2, l'affichage de la température se fait en degrés Kelvin et sera donc exprimé par rapport au zéro absolu (-273,15°C).

La mise en et hors-fonction du circuit se fait par l'intermédiaire de l'interrupteur S1. Le circuit permet également de vérifier l'état de la pile. Il faudra, pour ce faire, mettre l'inverseur bipolaire S3a en position "a" et S3b en position "d". Il faudra changer la pile si le multimètre numérique affiche alors une valeur inférieure à 7,1 V.

L'étalonnage du convertisseur est relativement simple. On commence par jouer sur l'ajustable multitour P2 jusqu'à ce que la tension aux bornes de la résistance R4 soit de 2 731,5 mV très exacte (l'interrupteur

S2 étant ouvert !). Il faudra ensuite régler le gradient de température à l'aide de l'ajustable multitour P1. Pour ce faire on compare la valeur affichée par le multimètre à celle d'un thermomètre de référence. Votre thermomètre LD est maintenant prêt à l'emploi.

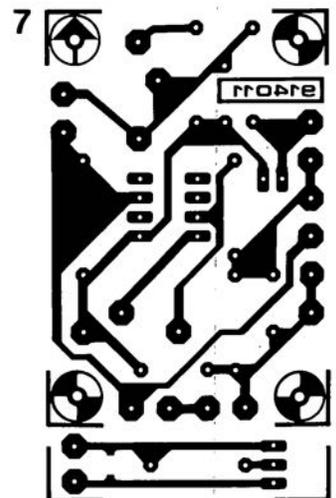
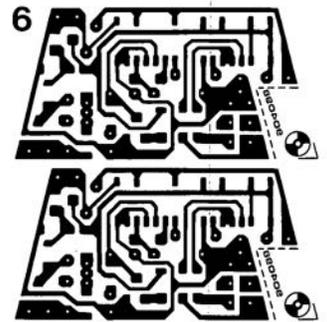
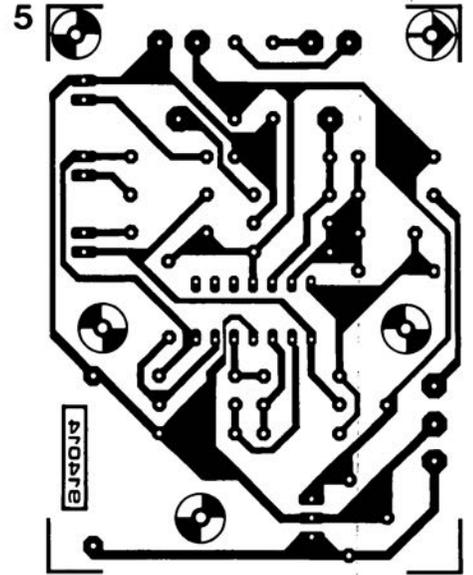
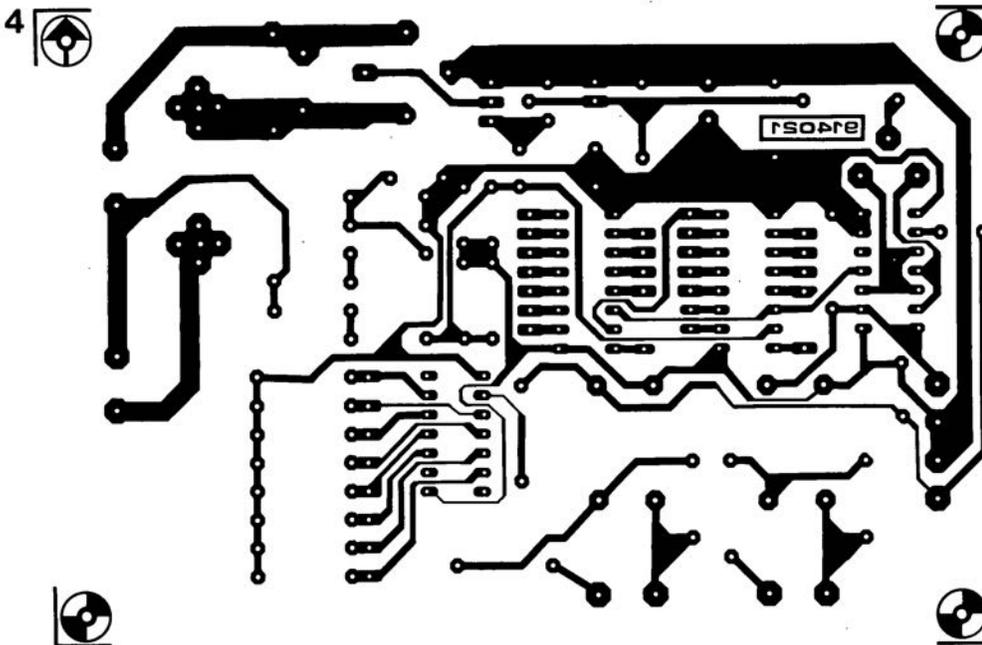
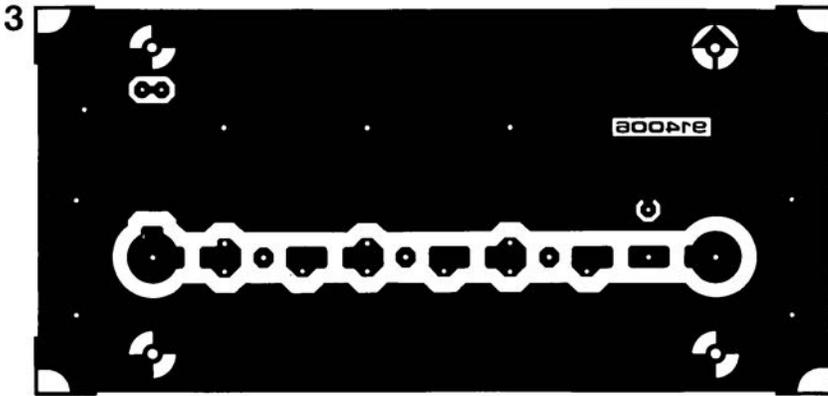
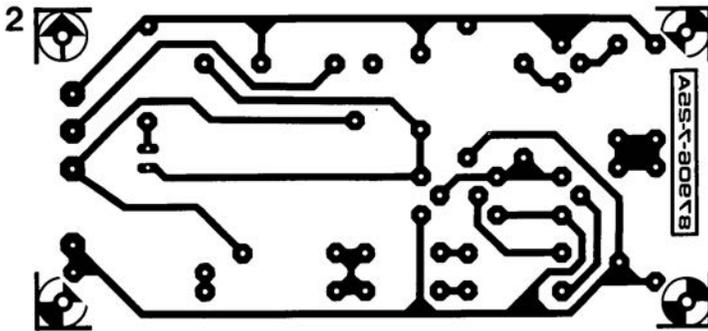
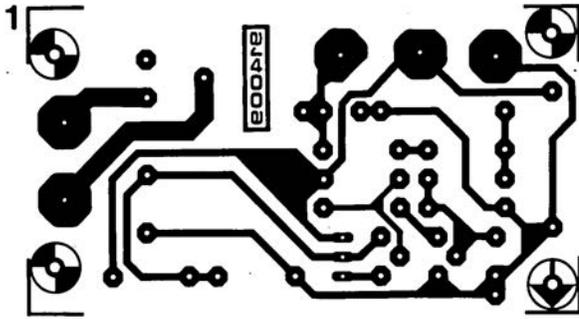
En cas d'utilisation d'un multimètre comme thermomètre, on le choisira son calibre 2 V. Une indication de 0,217 V – sur un affichage à 3 chiffres 1/2 – correspond à une température mesurée de 21,7 °C. Bien étalonné, le module de température fournit les températures avec une résolution de 0,1 K.

La consommation de courant du circuit est de quelque 2 mA à peine.

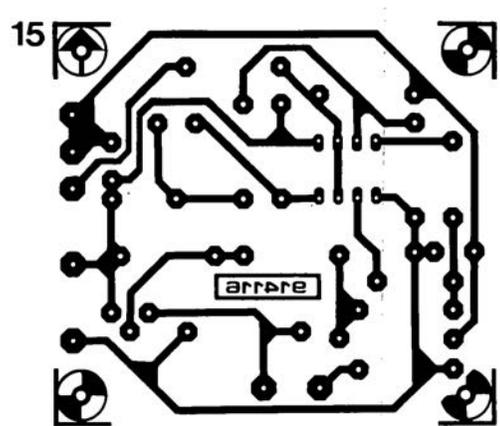
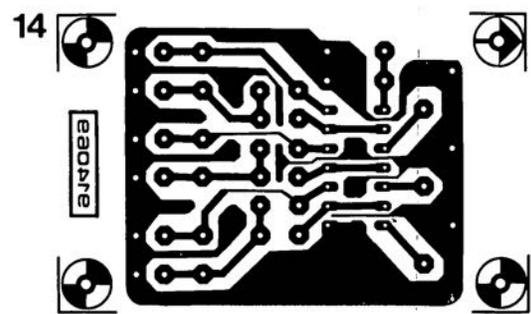
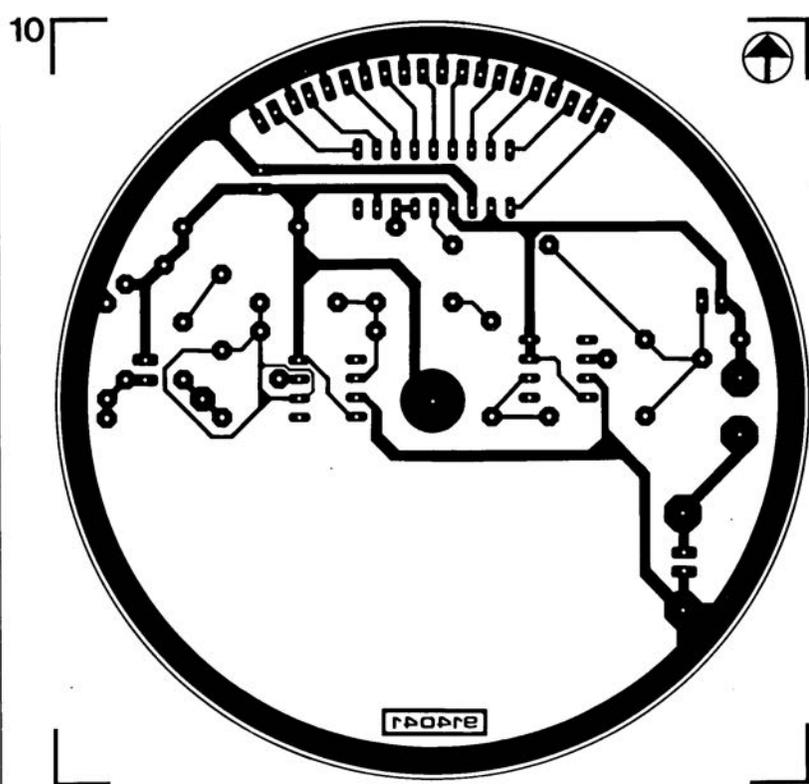
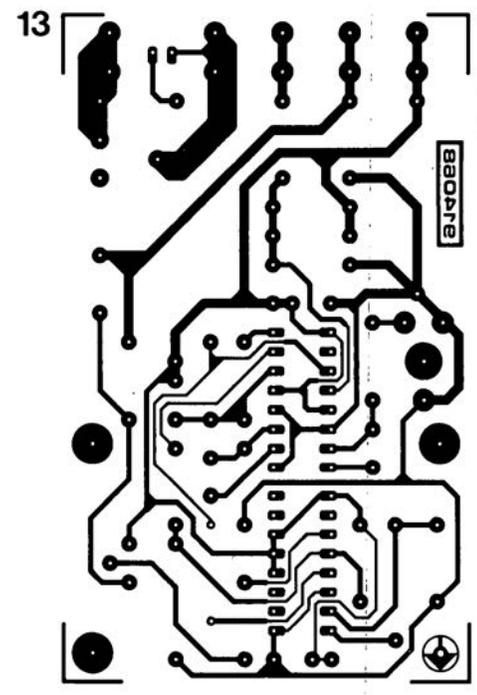
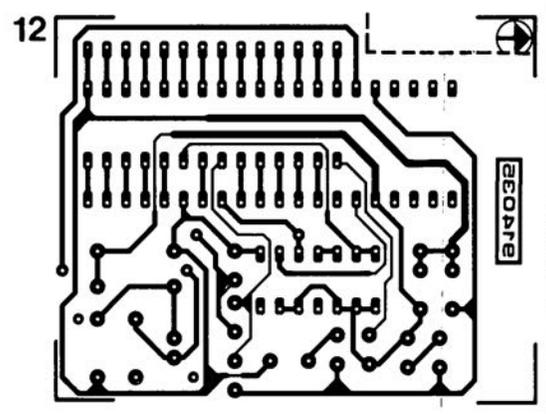
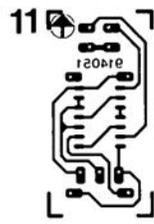
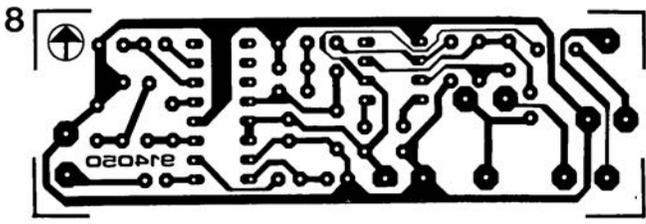
J. Ruffell

SERVICE

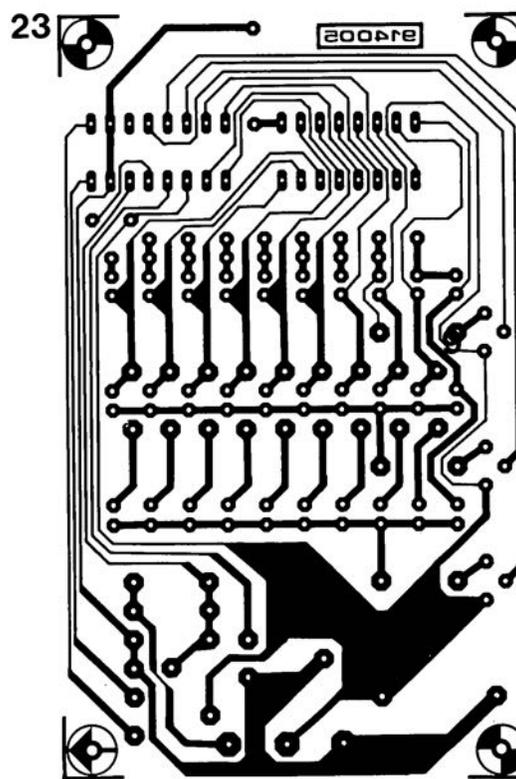
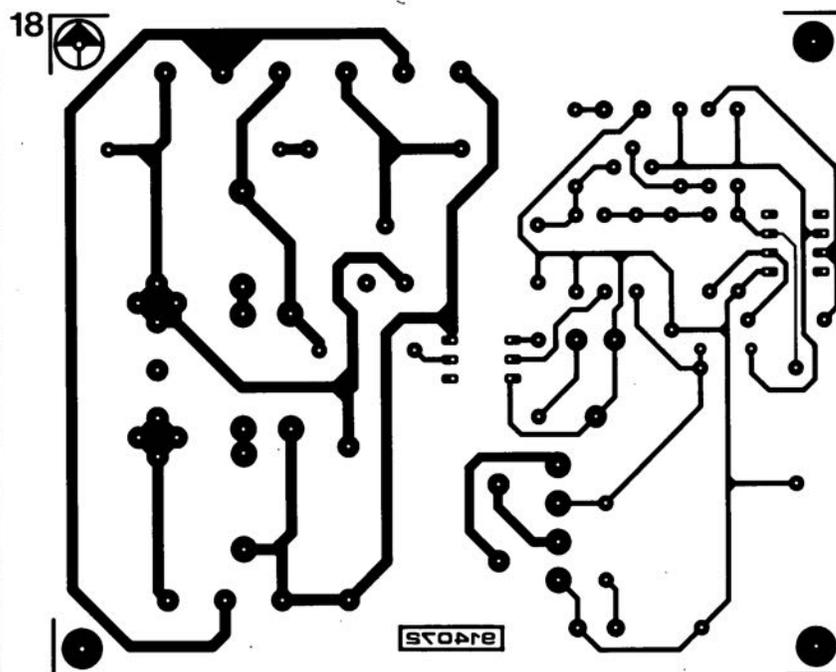
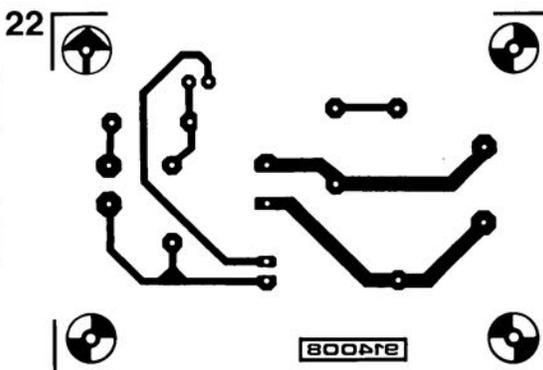
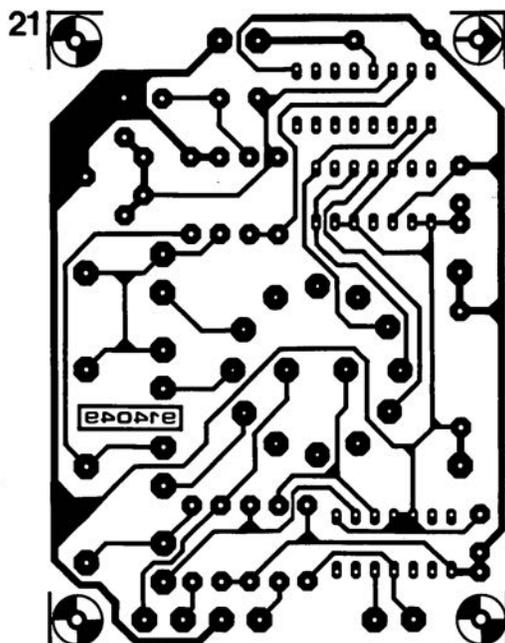
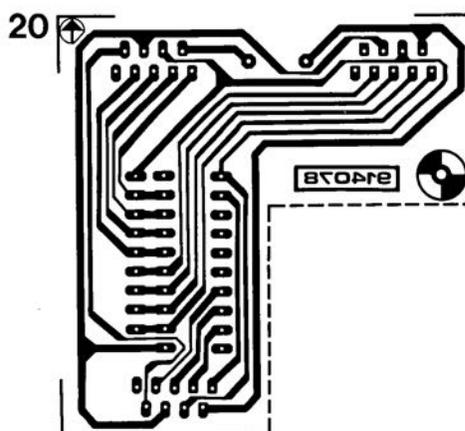
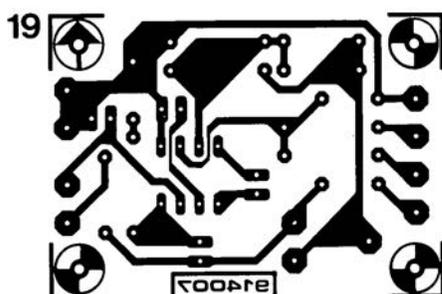
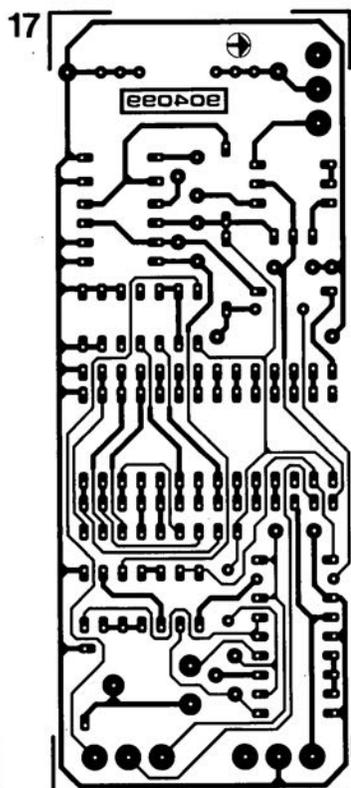
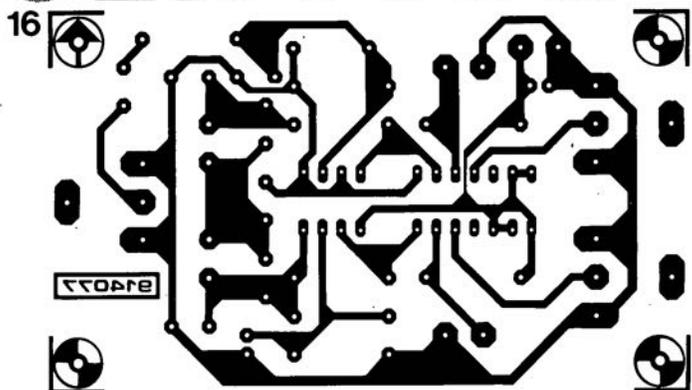
- 1 Commande de lave & essuie-glace
- 2 Protection CC pour haut-parleur
- 3 Amplificateur UHF
- 4 Temporisateur universel
- 5 Indicateur C-D-S pour batterie de voiture
- 6 Inverseur de sens de circulation (2x)
- 7 Module thermométrique LD
- 8 S-mètre pour récepteur à ondes courtes
- 10 Indicateur de puissance de champ: composants
- 11 Indicateur de puissance de champ: plan de masse
- 12 Accélérateur vidéo pour Archimedes
- 12 Adaptateur 1 Mbit pour programmeur d'EPROM
- 13 Circuit de commande automatique pour ventilateur d'automobile
- 14 Triple oscillateur HCMOS à quartz
- 15 Indicateur de crête



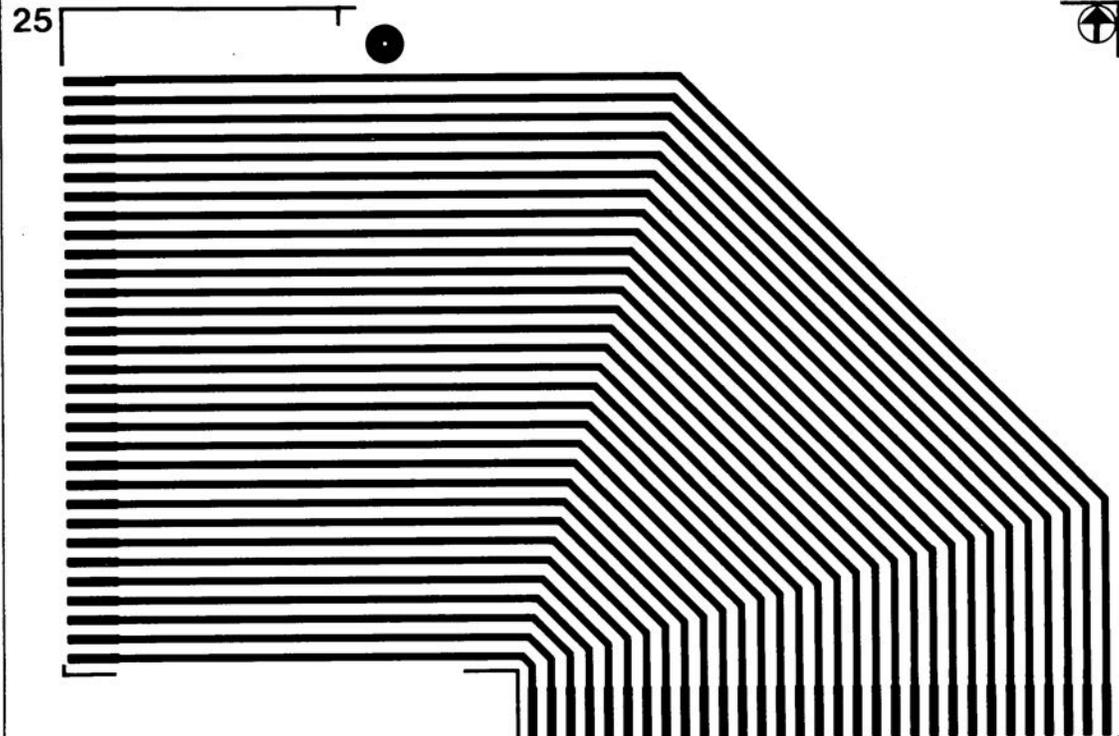
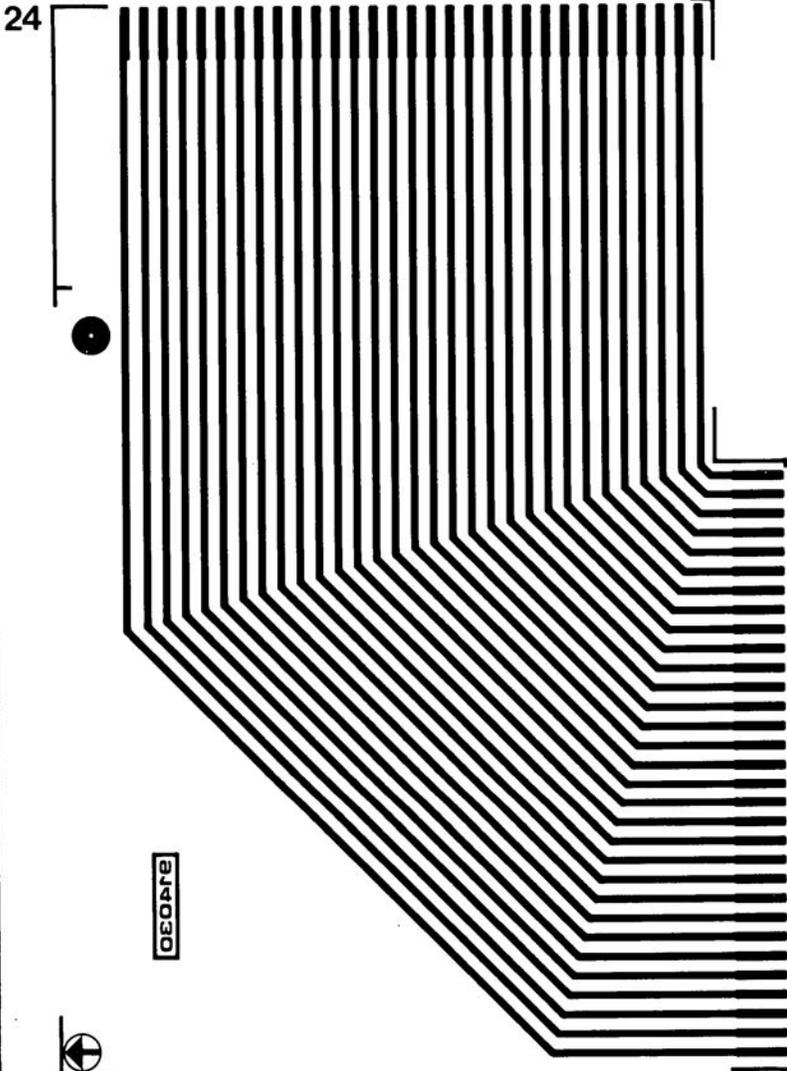
SERVICE



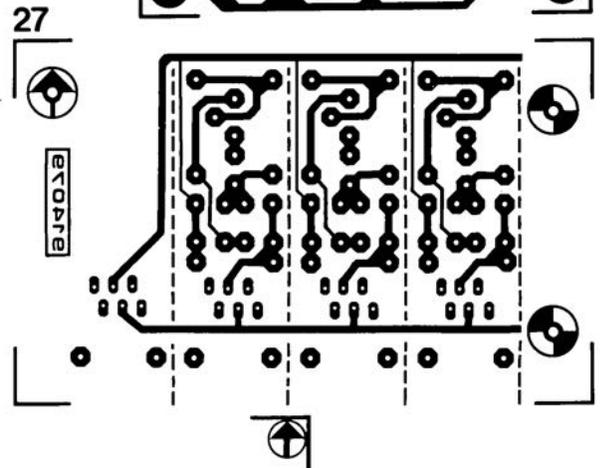
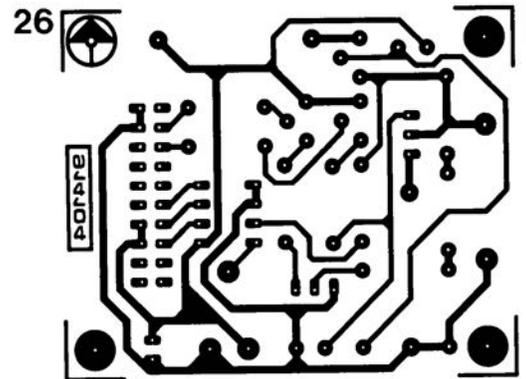
SERVICE



SERVICE



- 16 Séparateur de signaux de synchronisation
- 17 Émulateur de 2764
- 18 Interrupteur-esclave 220 V Version 2.0
- 19 Pont de Wien à alimentation symétrique
- 20 Commutateur souris-manche automatique pour Amiga
- 21 Capacimètre pour petits condensateur
- 22 Relais de sécurité électronique
- 23 Voltmètre numérique à LED
- 24 Carte d'extension de bus pour PC: recto
- 25 Carte d'extension de bus pour PC: verso
- 26 Le SCALP en testeur de capacité d'accu CdNi
- 27 Central téléphonique



COMMUTATEUR SOURIS-MANETTE

POUR ATARI 520STF

Voici un montage qui ne manquera pas d'intéresser les nombreux possesseurs d'un Atari ST 520STF. Il leur permettra en effet d'éviter la perpétuelle déconnexion-reconnexion de la manette de jeu et de la souris, lorsque l'on choisit de travailler sous GEM (avec souris donc), et que l'on veut, peu de temps après, jouer à un jeu qui nécessite 2 manettes (*Great Courts* par exemple).

Voyons-en le principe.

Lorsqu'ils ne sont pas sélectionnés (broches 1 et 19 au +5 V), IC1 et IC2, des octuples tampons non-inverseurs et circuits

de commande de ligne à 3 états du type LS244, ont des sorties qui se trouvent à haute impédance, de sorte que l'on peut connecter celles-ci en architecture de bus (2, voire plus, en parallèle). Il est simple dans ces conditions, de forcer les broches $\overline{1G}$ et $\overline{2G}$ au niveau bas afin de sélectionner, selon son choix, un par un ces circuits à l'aide d'un interrupteur ou d'un commutateur (si plus de 2 entrées).

Pour la connexion à un micro-ordinateur il suffit de posséder (ou de faire) un câble de liaison (pour Atari: câble 9 points plat ou rond avec 1 connecteur mâle et 1 connecteur femelle Sub-D 9 contacts à chaque extrémité).

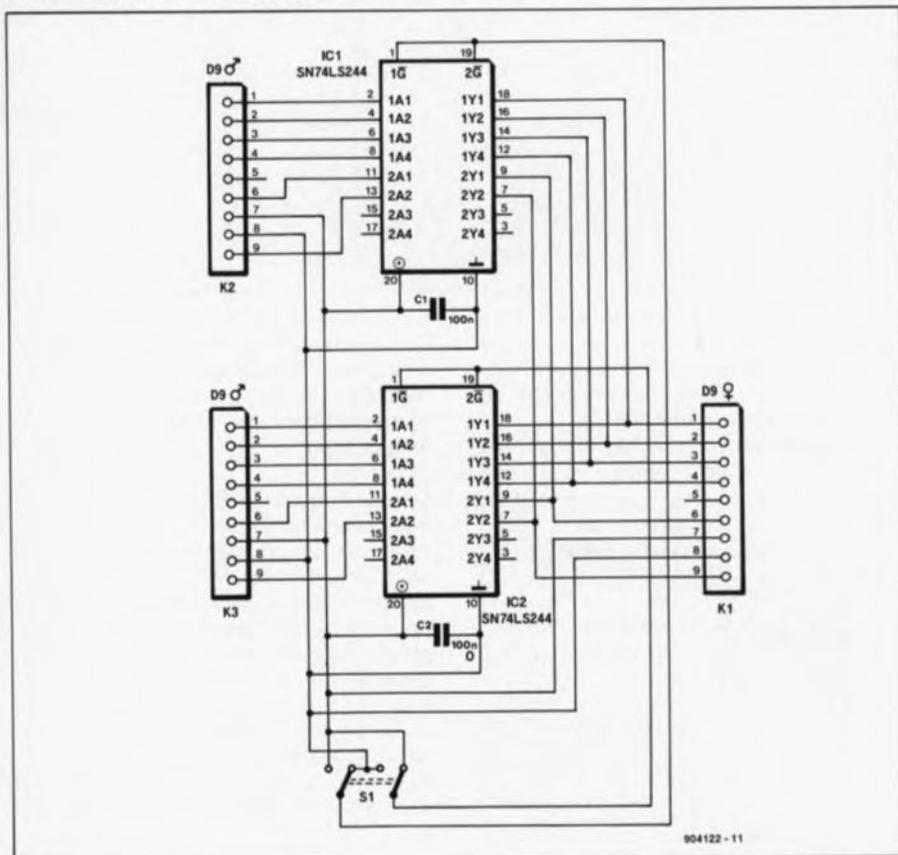
Le reste n'est plus qu'une simple affaire de soudure entre la platine d'expérimentation dotée de ses deux 244 et de ses 2 embases Sub-D à 9 broches mâles dans la première desquelles vient se connecter la manette de commande (K3) et dont la seconde reçoit la souris (K2). K1 est, selon que l'on dispose ou non du câble de liaison évoqué plus haut, soit une embase femelle implantée directement sur le montage, doit un morceau de câble relié aux 9 points correspondants du circuit et doté à son extrémité libre d'un connecteur femelle Sub-D à 9 contacts qui vient s'enficher dans la prise prévue pour la souris sur (sous) l'Atari.

Ce montage a l'avantage de fonctionner sur n'importe quel Atari ST (520, 1040, monochrome, couleur, STE, STF ...). Il suffit de repérer par étiquettes, sérigraphie ou autre procédé, les positions des interrupteurs ou commutateurs correspondant à chaque périphérique. Les commutations peuvent être effectuées sous tension. Ce montage, proposé ici pour 2 périphériques, peut être étendu à n périphériques (avec n LS244 bien entendu).

Ce montage est extensible à n'importe quel outil de désignation possédant le même brochage et l'on peut même imaginer, en remplaçant l'interrupteur 2 pôles/2 positions par un commutateur 2 pôles/n positions, de connecter à un quelconque micro-ordinateur n outils de désignation (avec n 54LS244J bien évidemment).

Il va sans dire que le logiciel de gestion de l'outil de pointage doit correspondre à l'outil choisi.

L'alimentation (positive et masse) des souris, manettes etc. ... et celle du montage lui-même se fait par l'intermédiaire de celle de l'Atari 4 ST (sur le port souris ou manettes) ces périphériques ne consommant que fort peu.



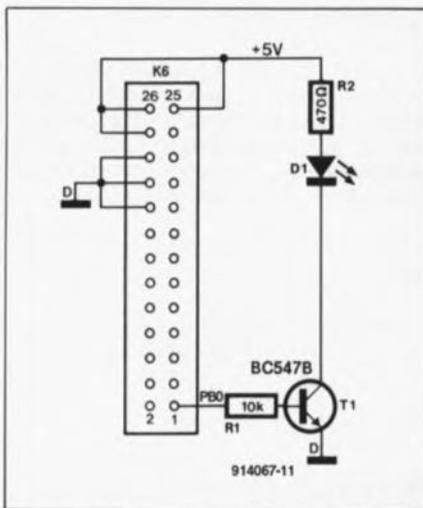
063

DE LA CARTE MULTIFONCTION POUR PC

Dans le numéro 154 d'Elektor (avril 1991), nous avons décrit un circuit périphérique, qui, associé à la **carte multifonction pour PC**, montage publié lui dans les numéros 150 et 151 (décembre 1990 et janvier 1991) permettait de mesurer des températures.

Il est très facile, au cri de "puisque nous sommes en train de doter la carte multifonction d'extensions, autant y aller de bon coeur", de lui ajouter un indicateur à LED supplémentaire, qui nous servira à vérifier le bon fonctionnement du logiciel. Tous les 15 secondes, le programme pilote résidant (dit *driver* de l'autre côté de la Manche et outre-Atlantique), **TLOGGER.EXE**, place une impulsion sur la ligne PBO, reliée à la broche 1 du connecteur K6 de la carte. Les changements de niveau de cette ligne n'ont rien d'aléatoires: ils n'ont lieu que lorsque le logiciel **TLOGGER** constate qu'il y a bien mesure

INDICATEUR À LED POUR LE MODULE THERMOMÈTRE



de température. Si tel est bien le cas, la ligne passe au niveau haut pendant 1 seconde environ (cette durée dépend de la vitesse, c'est-à-dire de la fréquence

d'horloge, de l'ordinateur concerné). En absence de mesure de température, la ligne ne reste au niveau haut que pendant 80 ms.

Le programme pilote résidant se sert également de cette ligne pour signaler une éventuelle erreur. S'il ne peut pas trouver les fichiers **TTRANS.CFG** ou **TLOGGER.CFG**, ou si le disque est plein par exemple, il applique sur cette ligne des impulsions ayant une fréquence de 10 Hz.

Le schéma montre comment connecter la LED - à l'aide d'un morceau de câble en nappe - au connecteur K6. Il n'est pas nécessaire de prévoir d'alimentation distincte pour cette petite extension: le bloc d'alimentation à découpage assurant l'alimentation de l'ordinateur n'aura pas la moindre peine à fournir la tension d'alimentation nécessaire à ce mini-montage de visualisation, vu les quelques milliampères qu'il consomme.

064

Il y a bien longtemps, dans le numéro 49/50 de 1982 pour être plus précis, nous vous avons proposé un temporisateur pour Longues Durées, alimenté par le secteur: c'était le **temporisateur mono-circuit avec commande par triac**. Dans ce circuit-là nous faisons appel à un UAA 3000, composant que l'on ne trouve que très difficilement aujourd'hui.

Il existe heureusement une alternative fort acceptable: le circuit intégré SAB 0529 de Siemens qui nous offre la possibilité d'une programmation de nombreuses durées comprises entre 1 s et 31,5 h.

Ce circuit intégré a un domaine d'applications très étendu, puisqu'elles vont de la commande de ventilateur de toilette ou de salle de bains à la programmation d'un chargeur pour accus.

La programmation du SAB 0529 se fait par l'intermédiaire de ses broches D à I (9 à 16). On notera que la broche 9 (D) n'est pas utilisée ici et reste en l'air.

Le SAB 0529 fait appel à la fréquence de 50 Hz du secteur pour la définition d'une durée de base (**tableau 1**). L'obtention de la durée de temporisation requise se limite, à partir de là, à la connexion à la broche R (8) (Reset, cf. **tableau 2**) de l'une, ou de plusieurs, des broches repérées D à I (9 à 16).

Comme que nous nous étions mis en tête de réaliser un temporisateur pour durées importantes, nous avons opté pour une durée de base de 30 minutes -obtenue par la mise des broches A, B et C au niveau haut- et une durée de temporisation minimale de 1 heure (broche D en l'air).

TEMPORISATEUR SECTEUR "LONGUE DURÉE"

Tableau 1. Définition de la durée de base.

A	B	C	Durée de base	Durée de temporisation maximale
L	L	L	1 s	63 s (± 1 min)
L	L	H	3 s	189 s (± 3 min)
L	H	L	10 s	630 s (10,5 min)
L	H	H	30 s	1 890 s (31,5 min)
H	L	L	1 min	63 min (± 1 h)
H	L	H	3 min	89 min (± 3 h)
H	H	L	10 min	630 min (10,5 h)
H	H	H	30 min	1 890 min (31,5 h)

H = High, soit Haut, L = Low, soit Bas

Si l'on ferme alors l'interrupteur S1, la durée de temporisation est de 1 heure, la fermeture de S2 résulte en une durée de 4 h, la fermeture de S3 donne une durée de 10 h et la fermeture de S4 16 h. Il est également possible de choisir une combinaison de plusieurs des

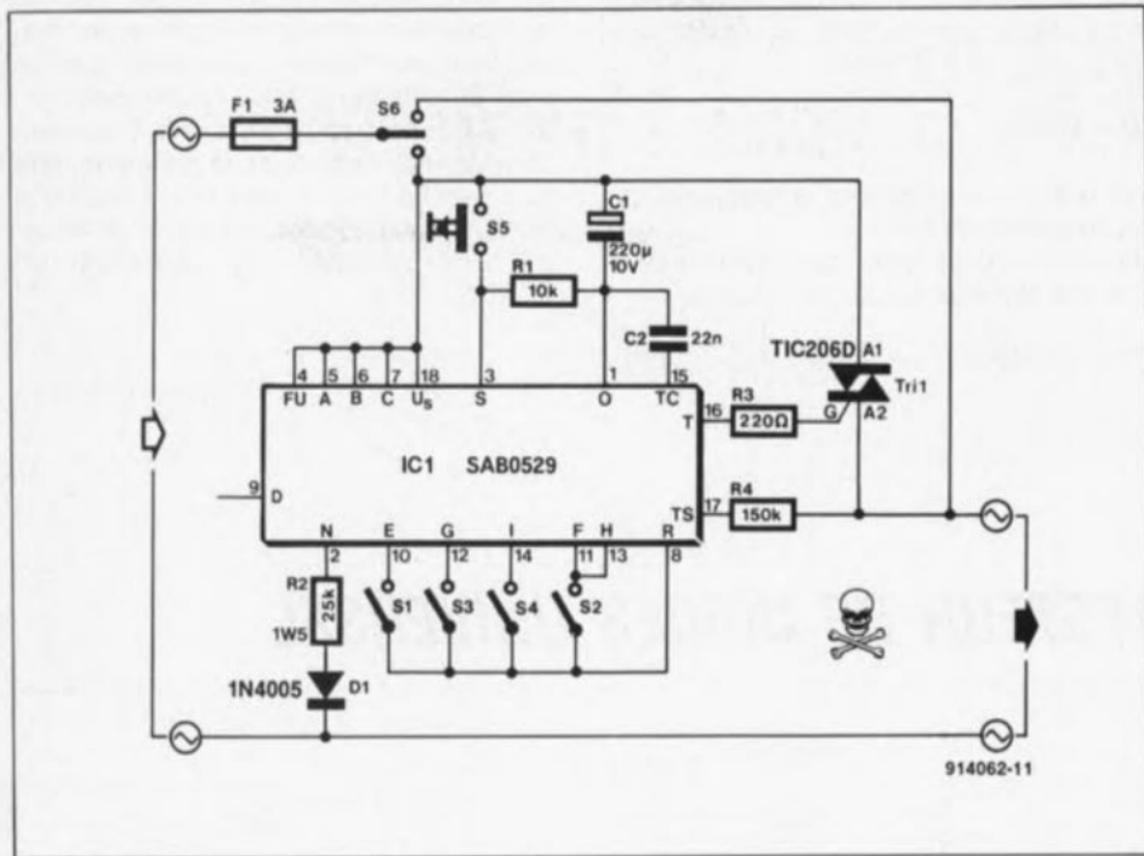
4 interrupteurs disponibles. Dans ce cas-là, il faudra additionner la durée de temporisation de chacun des interrupteurs fermés. Ainsi, si l'on ferme tous les interrupteurs, on obtient de ce fait une durée de temporisation de 1 + 4 + 10 + 16 = 31 heures.

Le bouton-poussoir S5, reliant la broche 3 à la tension de service U_s , fournit l'impulsion de déclenchement pour le processus de la temporisation.

S6, un inverseur unipolaire à 3 positions à position centrale, permet de choisir le mode de fonctionnement du circuit: **mode continu** (S6 relié au contact supérieur: connexion directe de la charge au secteur, le circuit de temporisation est mis hors-service), **mode temporisateur** (S6 en position inférieure: circuit de temporisation en fonction) et **arrêt** (S6 en position centrale).

Tableau 2. Programmation de la durée de temporisation.

Broche relié à R	× durée de base
D	1
E	2
F	4
G	8
H	16
I	32



Le SAB 0529 commande un triac, le TIC206D, capable de commander le passage d'un courant allant jusqu'à 4 A. Une telle valeur permet d'attaquer des charges ayant une consommation relativement importante.

Il est possible de doter le circuit d'une touche de remise à zéro. Pour ce faire, il faudra prendre un bouton-poussoir en série dans la ligne reliant les contacts communs des interrupteurs S1 à S4 à la broche R (8).

L'ensemble du montage est relié directement au secteur. Il est de ce fait vital de prendre toutes les précautions nécessaires, tant pour votre sécurité personnelle et que pour celle des éventuels utilisateurs. La mise en coffret de ce montage exige impérativement l'utilisation d'un boîtier plastique; il faudra faire en sorte qu'il soit impossible d'entrer en contact avec une partie métallique quelconque du circuit et des interrupteurs, qui ne soit pas parfaitement isolée du secteur.

065

TRIPLE OSCILLATEUR HCMOS À QUARTZ

FOURNISSANT DES FRÉQUENCES DE
2, 16 ET 24 MHz

De par leurs caractéristiques de plage de fréquence étendue, de consommation faible et de niveaux de commutation bien définis, les inverseurs HCMOS sont très exactement ce qu'il faut lorsque l'on veut réaliser un oscillateur à quartz, doté de sorties compatibles TTL.

Le montage décrit ici fait appel à un seul circuit intégré du type 74HCT04, dont les 6 portes sont utilisées pour réaliser 3 oscillateurs à quartz montés fraternellement l'un à côté de l'autre sur le même circuit imprimé, platine dont on retrouve la sérigraphie de l'implantation des composants en **figure 2**.

Liste des composants

Résistances:

R1,R3,R5 = 10 M Ω

R2,R4,R6 = 220 Ω

Condensateurs:

C1 = 82 pF

C2 = 330 pF

C3 = 12 pF

C4 = 47 pF

C5 = 5pF6

C6 = 22 pF

C7 = 100 nF

Semi-conducteurs:

IC1 = 74HCT04

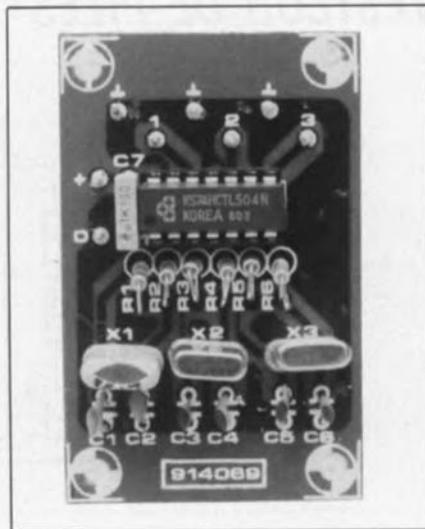
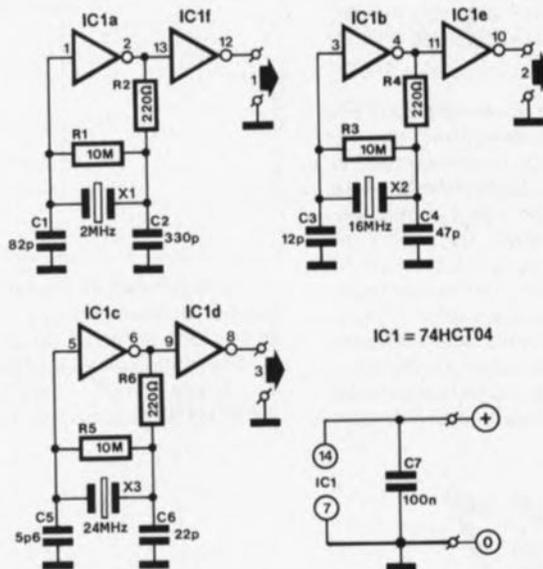
Divers:

X1 = quartz de 2 MHz

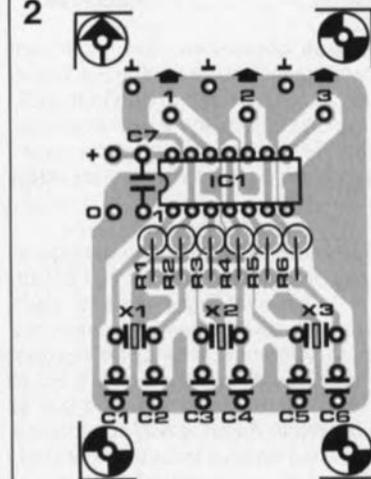
X2 = quartz de 16 MHz

X3 = quartz de 24 MHz

1



2



La seule différence entre les oscillateurs, qu'ils travaillent à 2 MHz, à 16 MHz ou à 24 MHz, se situe au niveau de la capacité prise aux bornes de chacun des quartz. On notera que dans les 3 cas, ce quartz doit impérativement osciller à sa fondamentale. Il est donc impossible d'utiliser ici des quartz résonant à une de leurs harmoniques.

Si l'on envisage de dimensionner le circuit pour des fréquences de sortie, f_o , différentes de celles proposées ici, il faudra,

lors du dimensionnement des condensateurs, utiliser les formules suivantes:

$$C2 = 723 / f_o \quad [\text{pF}]$$

$$C1 = C2 / 4.$$

formules dans lesquelles la fréquence f_o est exprimée en MHz.

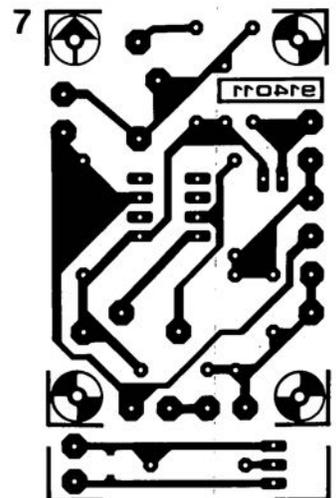
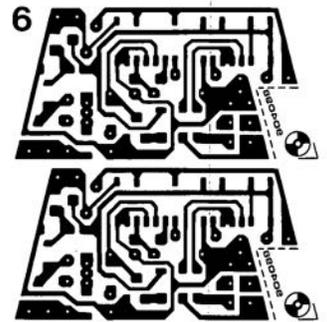
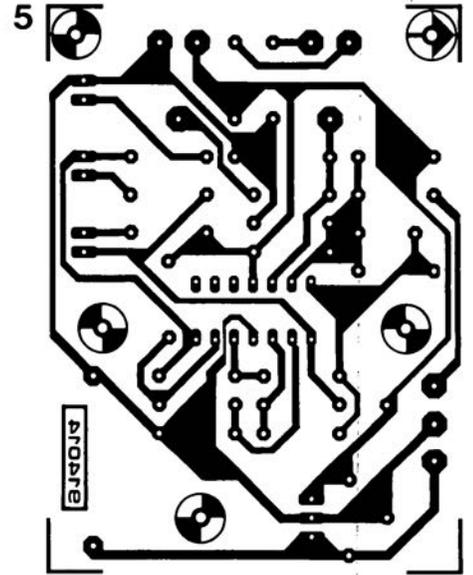
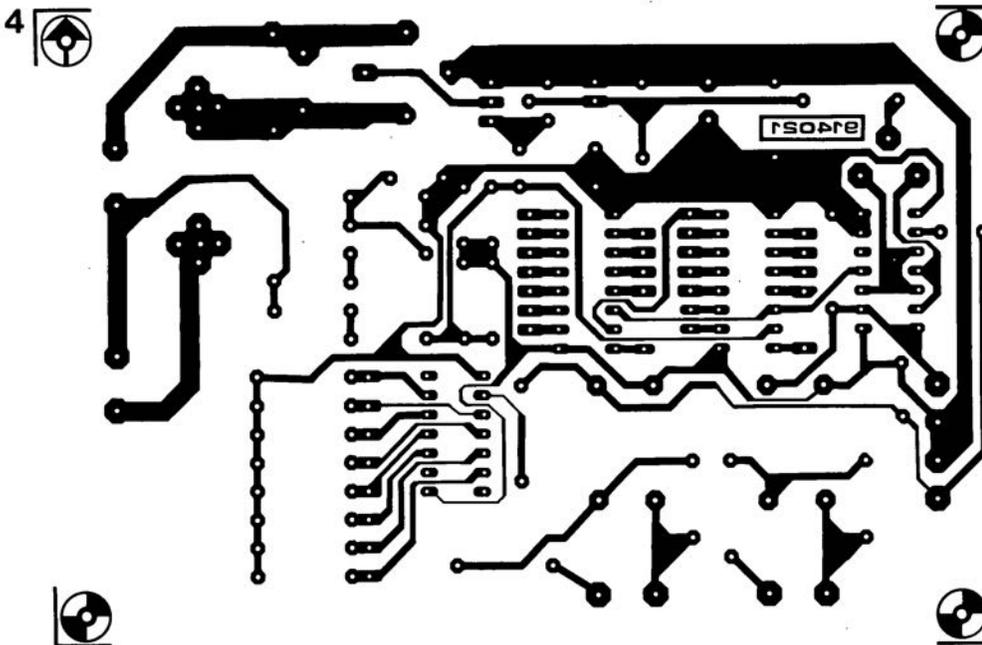
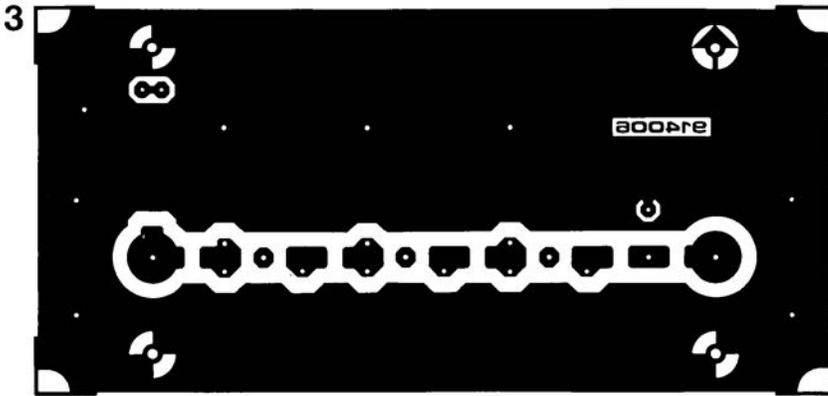
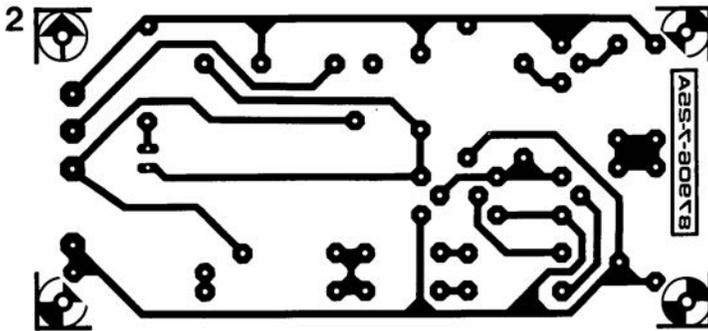
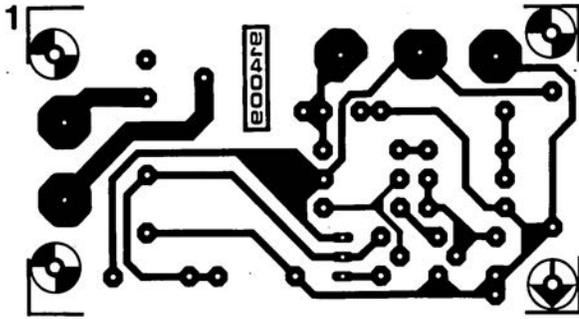
Dans le cas d'un quartz de 1 MHz présentant une impédance élevée on aura:

$$C1 = C2 / 10 \quad [\text{pF}].$$

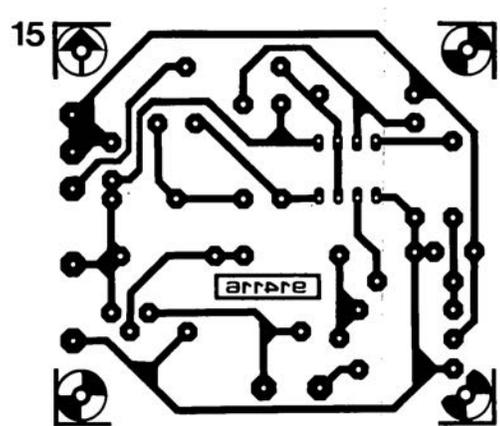
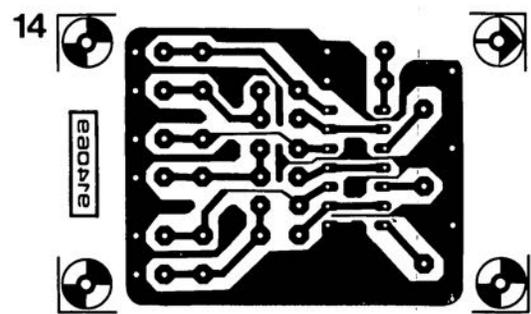
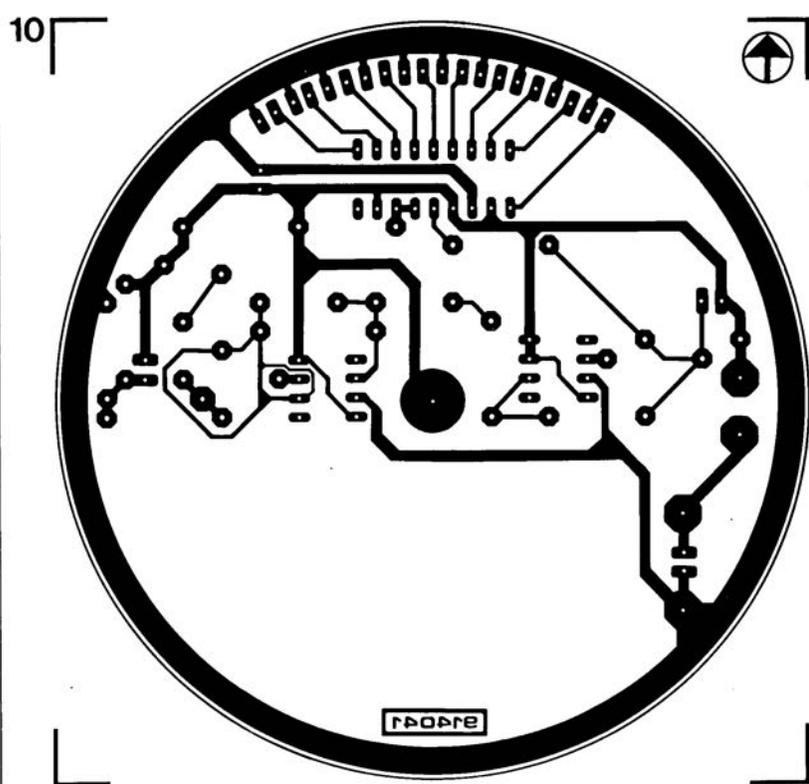
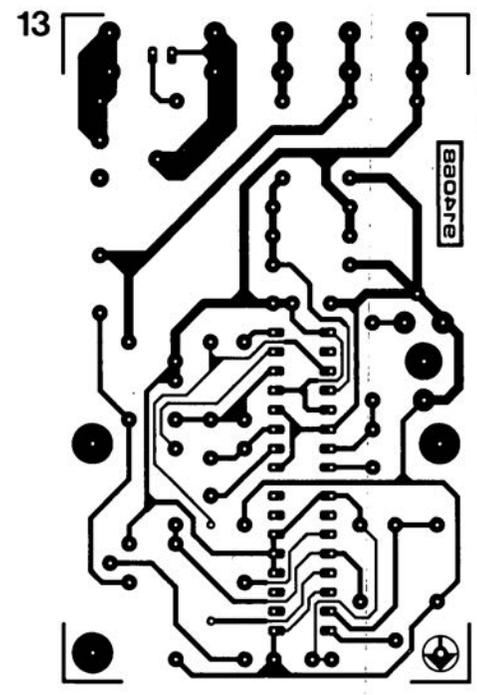
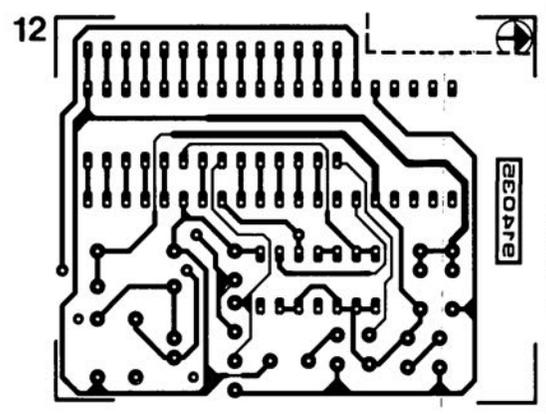
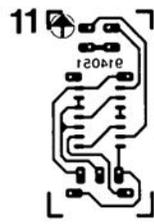
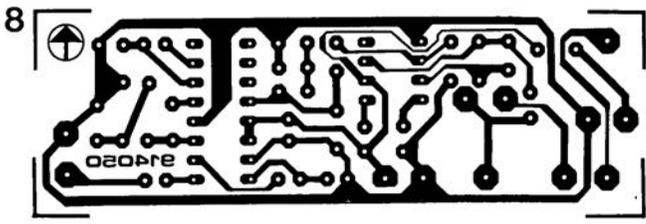
Si l'on choisit de ne pas réaliser l'un des oscillateurs, il faudra, en fonction de l'oscillateur non réalisé, remplacer par un pont de câblage soit le condensateur C1, soit C3, soit C5 respectivement. Cette substitution met l'entrée de la première porte de l'oscillateur au niveau bas, évitant une consommation de courant élevée et les oscillations parasites (ou aléatoires) du HCT04.

SERVICE

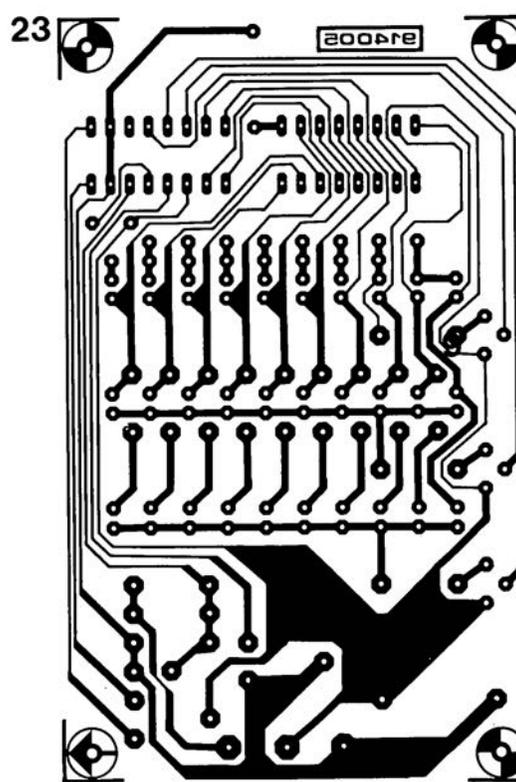
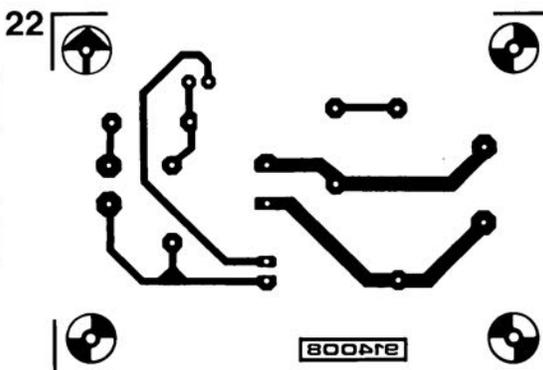
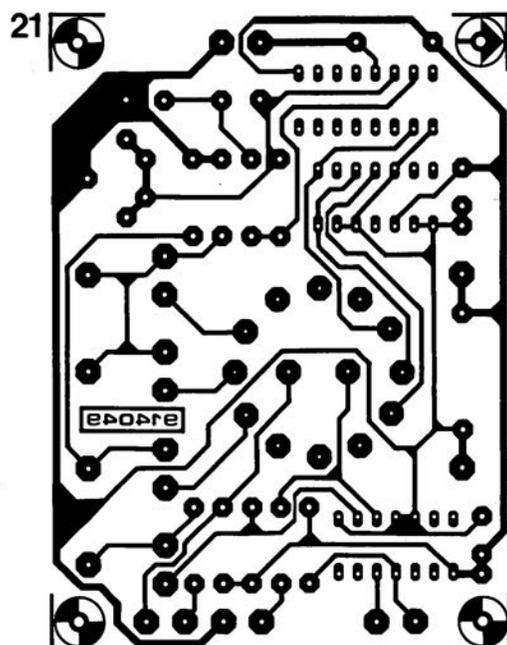
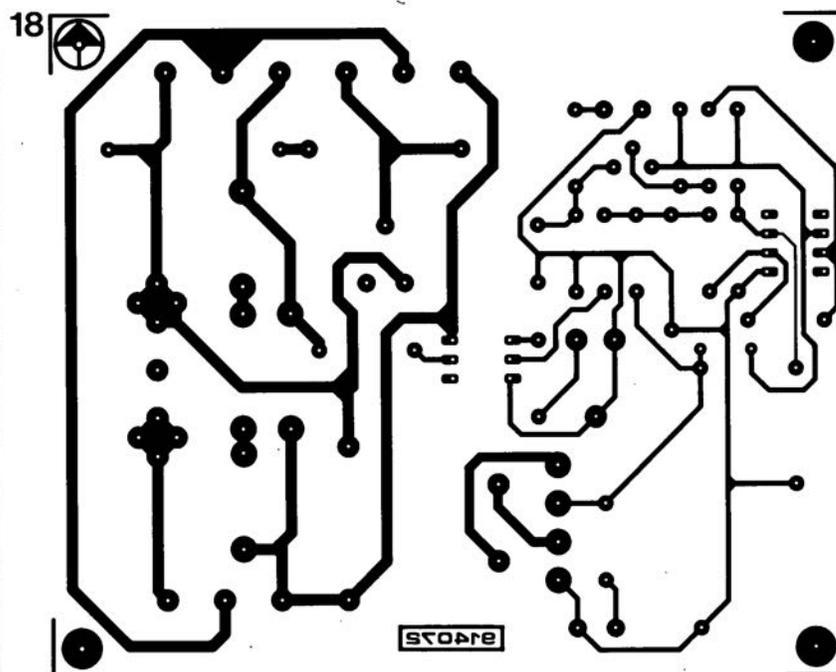
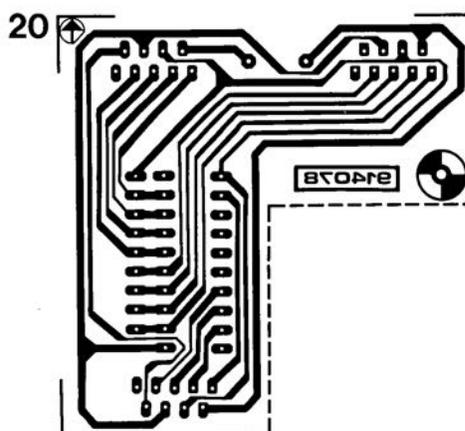
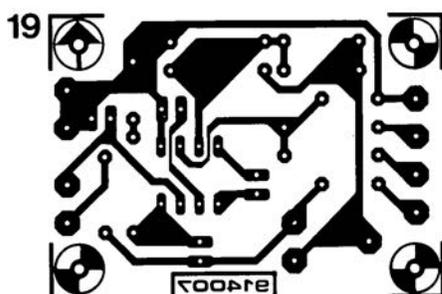
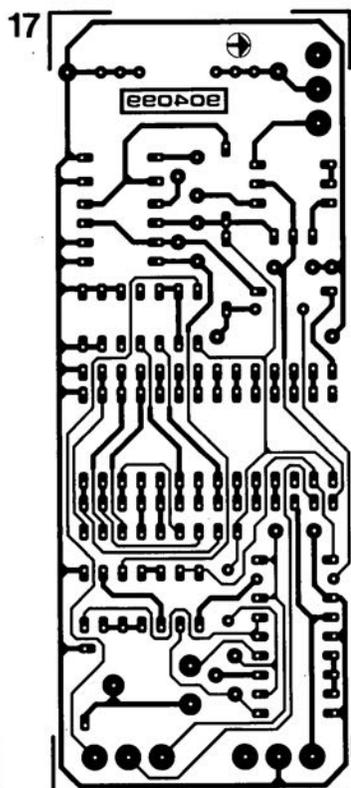
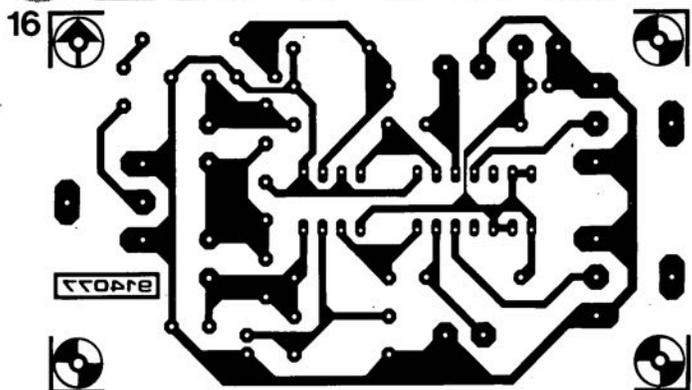
- 1 Commande de lave & essuie-glace
- 2 Protection CC pour haut-parleur
- 3 Amplificateur UHF
- 4 Temporisateur universel
- 5 Indicateur C-D-S pour batterie de voiture
- 6 Inverseur de sens de circulation (2x)
- 7 Module thermométrique LD
- 8 S-mètre pour récepteur à ondes courtes
- 10 Indicateur de puissance de champ: composants
- 11 Indicateur de puissance de champ: plan de masse
- 12 Accélérateur vidéo pour Archimedes
- 12 Adaptateur 1 Mbit pour programmeur d'EPROM
- 13 Circuit de commande automatique pour ventilateur d'automobile
- 14 Triple oscillateur HCMOS à quartz
- 15 Indicateur de crête



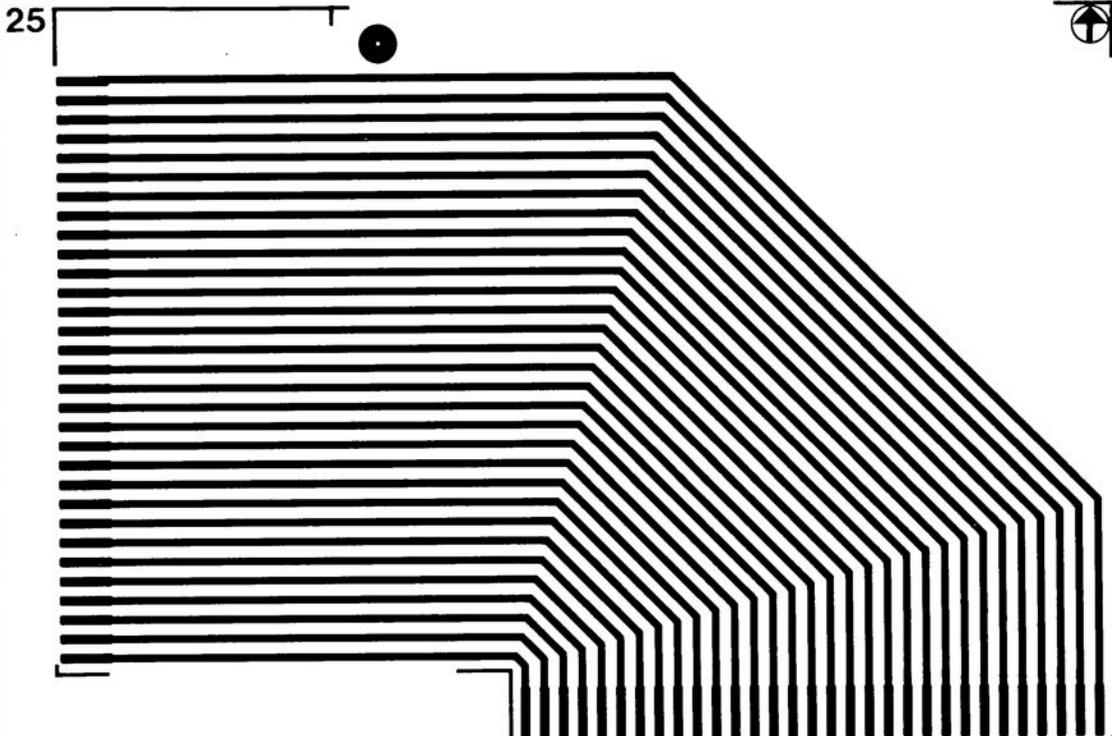
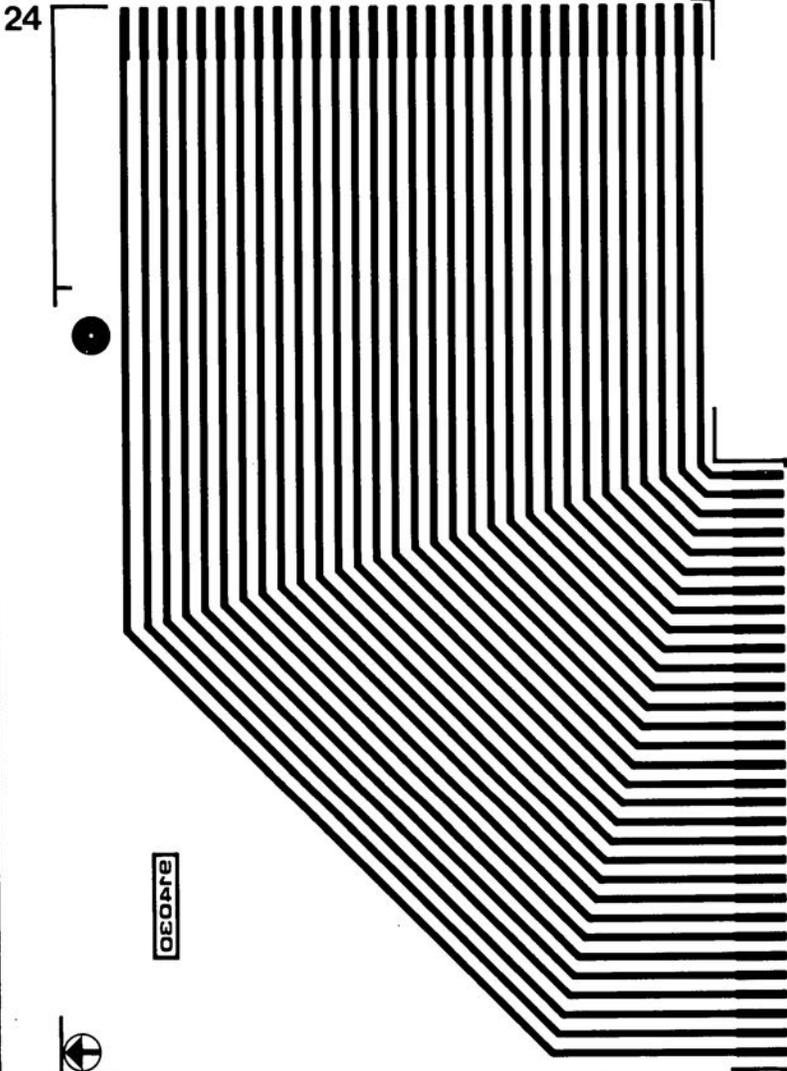
SERVICE



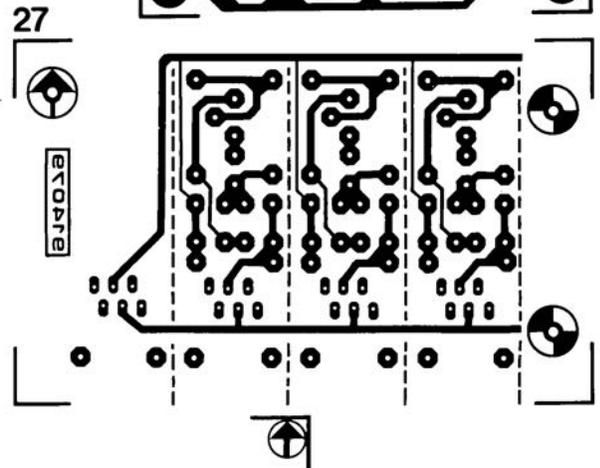
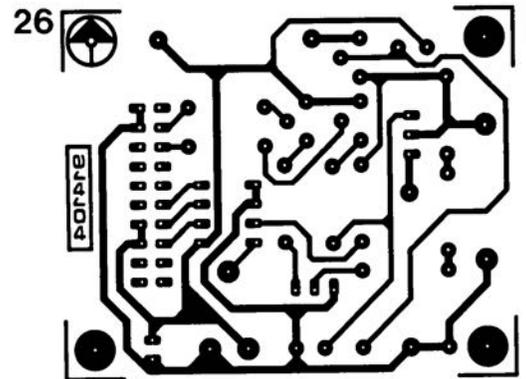
SERVICE



SERVICE



- 16 Séparateur de signaux de synchronisation
- 17 Émulateur de 2764
- 18 Interrupteur-esclave 220 V Version 2.0
- 19 Pont de Wien à alimentation symétrique
- 20 Commutateur souris-manche automatique pour Amiga
- 21 Capacimètre pour petits condensateur
- 22 Relais de sécurité électronique
- 23 Voltmètre numérique à LED
- 24 Carte d'extension de bus pour PC: recto
- 25 Carte d'extension de bus pour PC: verso
- 26 Le SCALP en testeur de capacité d'accu CdNi
- 27 Central téléphonique



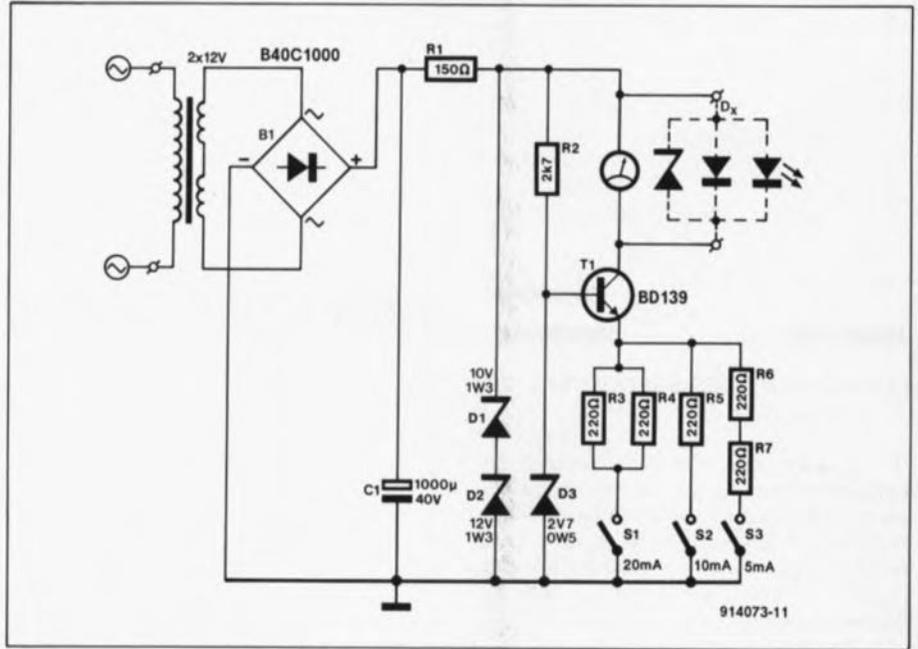
066

TESTEUR DE DIODES UNIVERSEL

Notre testeur de diodes universel teste une quelconque diode, LED ou diode zener, et ce jusqu'à une tension de 20 V. Le composant à tester est soumis à un courant constant, la chute de tension qu'il produit étant visualisée sur l'afficheur d'un instrument de mesure.

Nous ne pensons pas que vous ayez le moindre problème pour identifier la source de courant qui prend ici la forme du transistor T1. La diode zener D3 met sa base à un niveau de tension de quelque 2,7 V. Si l'on soustrait à cette valeur la chute de tension introduite par la jonction base-émetteur de T1, il nous reste une tension de 2 V environ pour la résistance d'émetteur.

En cas d'action sur le bouton-poussoir S1, cette résistance d'émetteur prend une valeur de 110 Ω , de sorte que le courant la traversant, elle et la diode à tester, sera pratiquement de 20 mA. Les 2 autres boutons-poussoirs permettent de choisir un courant d'intensité plus faible, à savoir 10 et 5 mA respectivement. Par la combinaison de ces 3 boutons-poussoirs l'utilisateur dispose de 7 courants différents pouvant aller jusqu'à une valeur de 35 mA. Pour peu que l'on fasse appel à des résistances de valeur calibrée, ces différents



courants permettent même de définir une courbe rudimentaire des caractéristiques de la diode en cours de test. L'alimentation du testeur de diodes prend la forme d'un transformateur de 2 x 12 V/1,6A associé à un pont redresseur

(40 V/1 A); la tension pulsée obtenue à la sortie du pont est lissée par le condensateur C1 et stabilisée à 22 V environ à l'aide des 2 diodes zener.

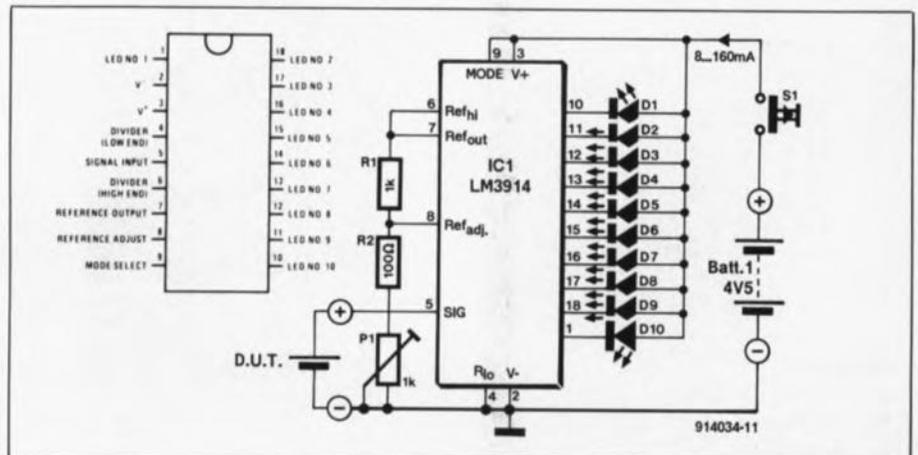
H. Schaefer

067

TESTEUR DE PILES

Ce circuit se caractérise, non seulement par son faible prix de revient, mais également, et surtout, par son domaine d'application très étendu puisqu'il permet de tester n'importe quelle pile, ou accu, ayant une tension de cellule inférieure ou égale à 2,7 V.

L'unique circuit intégré de ce montage, le circuit de commande d'afficheur à LED, un LM 3914 de National Semiconductor, compare la tension de la batterie à tester à une tension de référence interne, définie, par l'intermédiaire des résistances R1, R2 et P1, à une valeur comprise entre 1,5 et 2,7 V. La tension de référence appliquée à la broche 8 est égale à la tension maximale affichée, c'est-à-dire celle visualisée par



l'illumination de toutes les LED (D1 à D10).

S'il s'agit de tester des accus au cadmium-nickel (CdNi), il faudra ajuster P1 de manière à ce que la tension de référence ait une valeur de 1,5 V (150 mV par LED). Dans le cas de piles classiques (dites sèches) un débattement pleine échelle doit se produire à une tension de 2 V (200 mV par LED). La résistance R1 fixe, quant à el-

le, à une valeur de 12,5 mA, l'intensité du courant de LED.

Sachant que les piles classiques épuisées présentent toujours, hors charge, leur tension de cellule nominale, il est recommandé de tester une telle pile sous charge. La courbe représentant la capacité d'un accu CdNi est beaucoup plus raide: il garde toute sa tension de cellule, même s'il est pratiquement épuisé. Ce n'est que dans le cas d'une décharge complète, que la ten-

sion de cellule de ce genre d'accus s'effondre rapidement.

L'utilité pratique d'une vérification de la capacité d'un accu CdNi est de ce fait illusoire. Il existe pourtant une certitude: dès l'instant où une cellule CdNi présente une tension faible c'est qu'elle est vraiment épuisée, voire "au bout du rouleau".

A.B. Tiwana

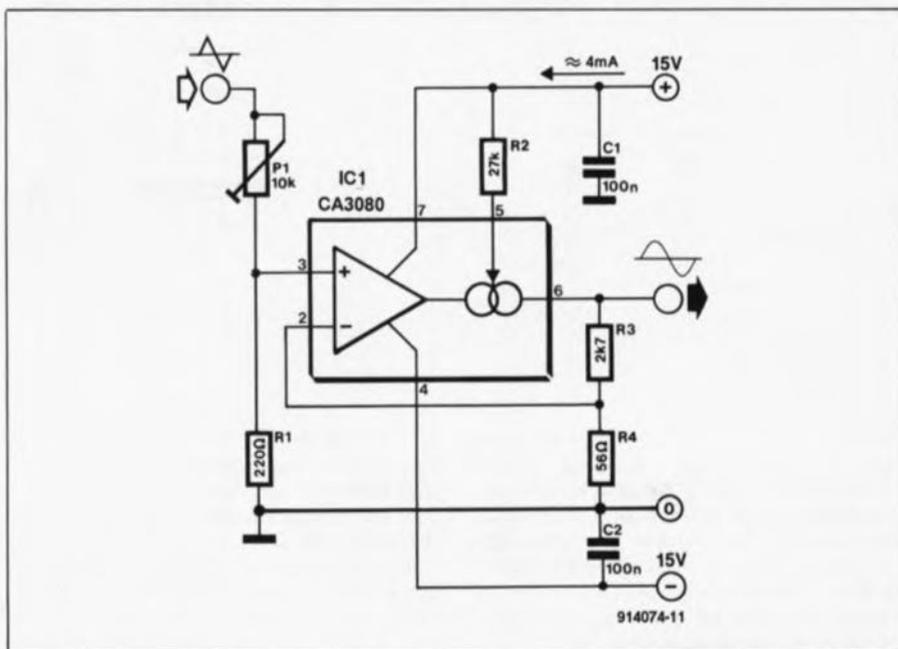
CONVERTISSEUR SINUSOÏDAL À OTA

Nous sommes en vacances et n'allons donc pas vous faire l'injure de vous demander ce qu'est un OTA. Les plus anglophiles d'entre nos lecteurs auront fait une traduction automatique et vous diront: Amplificateur Opérationnel à Transconductance, ce qui nous donne en français l'abréviation d'utilisation bien plus délicate OAT. Revenons aux choses sérieuses.

L'électronique simple, c'est le moins que l'on puisse dire, proposée ici, permet la conversion d'une tension triangulaire alternative appliquée à l'entrée du circuit en une tension de sortie sinusoïdale caractérisée par un facteur de distorsion faible. Le cœur du circuit est un OTA du type CA3080; la caractéristique de ce type de composant est la présence d'une source de courant, de sorte que, dans le cas présent, le gain de IC1 est déterminé par l'intensité du courant de réglage (ou de commande).

La consommation de courant ne dépasse en aucun cas 3,7 mA.

Le réglage du circuit est relativement délicat. Il exige une tension d'alimentation parfaitement symétrique et stable, sachant que le courant de commande de l'AOT est tiré directement de la tension d'alimentation. Il faut en outre disposer d'une tension d'entrée symétrique de forme triangulaire à appliquer à l'entrée, c'est-à-dire la broche 3 de IC1, et présentant une amplitude de 350 mV_{cc}. On dispose alors à la



sortie d'une tension sinusoïdale efficace de 2,85 V.

Si la réalisation est faite dans les règles et que l'on a procédé à un réglage précis à l'aide de la résistance ajustable P1, le facteur de bruit ne dépassera pas 1,2%. Il ne faudra pas oublier cependant que des tolérances de fabrication de l'AOT, la moindre asymétrie de la tension d'alimen-

tation, voire sa plus légère variation, peuvent exercer une influence néfaste sur cette caractéristique.

Si les circonstances l'exigent, on pourra modifier, serait dans une plage relativement serrée, le dimensionnement du circuit.

H. Kühne

GÉNÉRATEUR DE DENTS DE SCIE DÉCLENCHABLE

La rédaction reçoit, à intervalle plus ou moins régulier, des courriers demandant la description d'un générateur de dents de scie à utiliser avec un oscilloscope. Leurs exigences sont limitées et concises: une bonne linéarité, être redéclenchable et comporter un automatisme qui, en l'absence de signal de déclenchement, assure l'entrée en fonction du générateur.

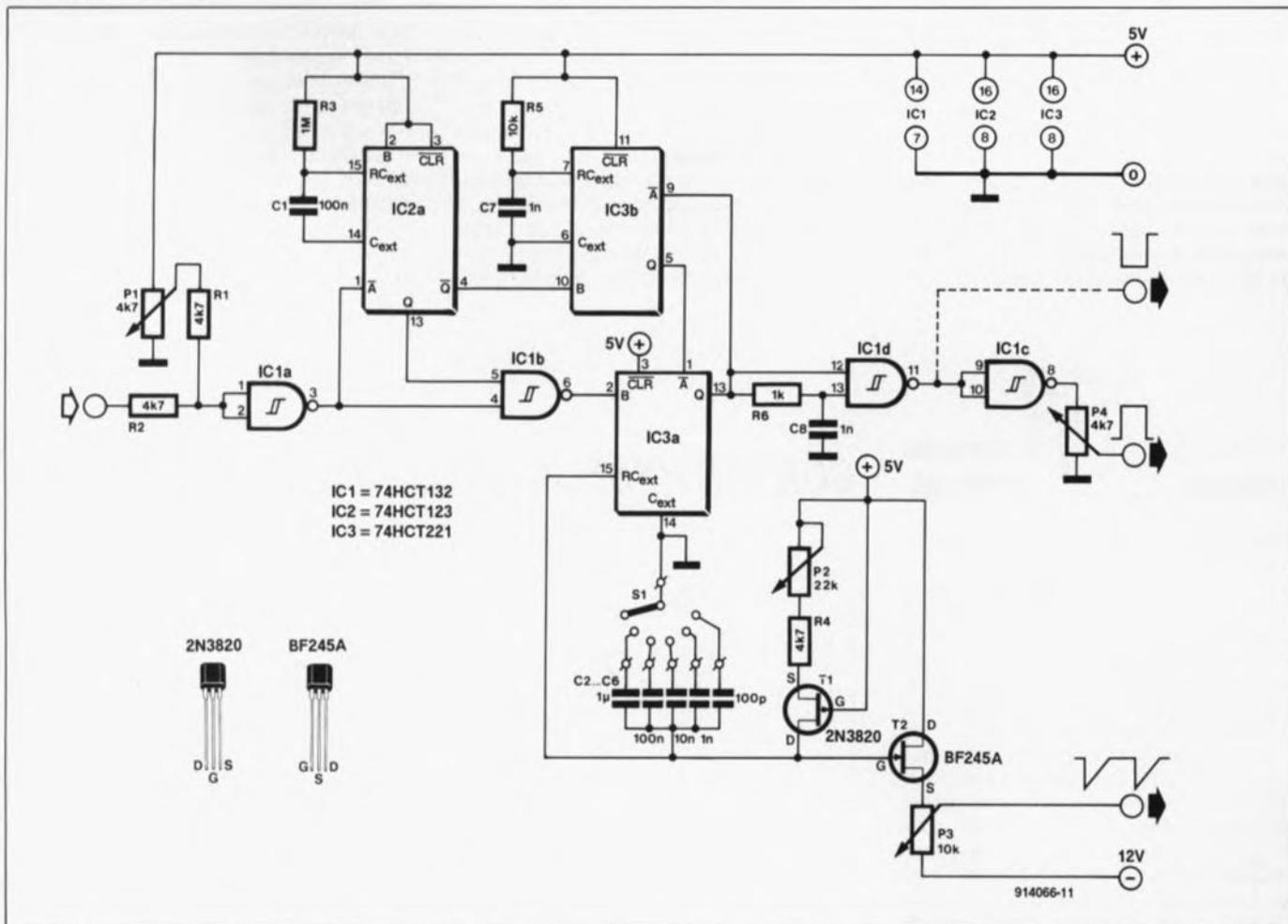
Ce montage se caractérise par ses dimensions modestes et son faible nombre de composants. Un multivibrateur monostable, IC3a, génère un signal en dents de

scie servant à la synchronisation. En règle générale, l'utilisation d'un réseau RC se traduit par une certaine non-linéarité de ce signal. La solution de ce problème consiste à remplacer la résistance de ce réseau par une source de courant, prenant ici la forme du transistor T1 et des résistances R4 et P2.

Lorsqu'une impulsion positive se présente à l'entrée B de IC3a, celui-ci génère une dent de scie dont la durée de période est fonction de la position du commutateur rotatif S1 et de l'ajustable P2. Pour éviter tou-

te influence néfaste sur la qualité de cette dent de scie, on la tamponne à l'aide du transistor FET T2. Le niveau de la tension présente sur la grille de ce FET est compris entre 0 et 3,5 V; la tension présente sur la source est légèrement moindre. Le signal rectangulaire présent à la sortie Q de IC3a peut être utilisé pour la suppression du faisceau d'électrons de l'oscilloscope lors du retour de la dent de scie.

Le trigger de Schmitt, IC1a, se charge du traitement du signal de déclenchement. Cette solution est à la fois simple, peu coûteuse.



teuse et parfaitement adéquate. Cette technique ne présente qu'un seul petit inconvénient: le signal d'entrée doit impérativement avoir une valeur minimale de $1 V_{eff}$. L'ajustable P1 peut servir à la compensation du niveau de tension continue présent à l'entrée. Si l'on envisage d'adapter la plage de régulation de P1 à une application personnelle, il faudra modifier les valeurs des résistances R1 et R2, en s'aidant de quelques expérimentations.

Tant que dure la présence de signaux de déclenchement, IC3a continue de produire des dents de scie. Comme IC2a reçoit les mêmes signaux de déclenchement, il est, lui aussi, sujet à un mode de fonctionnement répétitif. Il existe pourtant une différence bien nette entre un 74HCT123 (IC2) et un 74HCT221 (IC3). Le premier de ces circuits intégrés peut être redéclenché et subit de ce fait un redéclenchement en permanence. Un 74HCT221 n'est redéclenché qu'une fois écoulée la période en cours: il ignore dédaigneusement toutes les impulsions de déclenchement se présentant à l'intérieur de sa pseudo-période.

Dans la pratique, la sortie Q du 74HCT123 présente un niveau haut ("1") tant que durent les impulsions de déclenchement. La disparition de ces impulsions fait passer, après un certain temps, cette sortie au niveau bas ("0") et IC3b est déclenché par l'intermédiaire de la sortie \bar{Q} de IC2a. À ce moment, l'entrée B de IC3a présente un niveau logique haut. À la fin de sa pseudo-période, IC3b déclenche le générateur de dents de scie, qui, à son tour, déclenche IC3b. Ceci explique pourquoi, même en l'absence d'impulsions de déclenchement, le générateur de dents de scie continue, après un délai de 0,1 s, de fonctionner.

IC3a se charge également de la suppression du faisceau d'électrons lors de son retour. Un réseau RC (R6/C8) retarde légèrement ce signal pour que la suppression du faisceau se fasse au bon moment. Comme ce réseau RC possède une valeur fixe, il peut se faire que la suppression d'un signal en dents de scie de fréquence très basse ne soit pas complète. L'utilisation, pour S1, d'un commutateur rotatif à 2 circuits et l'addition d'un second con-

densateur C8 (de capacité convenable bien sûr) permet de mettre fin à cette situation gênante.

L'adjonction dans la base de temps du circuit de condensateurs représentant un rapport de 1-2-5, permet d'"affiner" la plage de fonctionnement de l'oscillateur. Les condensateurs C2 à C6 du schéma présentent, entre 2 condensateurs adjacents, un rapport réciproque de 10 ($1 \mu F$, 100 nF, 10 nF, 1 nF et 100 pF).

Dans le présent circuit, l'ajustable P2 permet de régler à une valeur comprise entre 1 et 6 μs la durée de période de la dent de scie. Il est impossible, techniquement, de réduire cette durée à une valeur inférieure à 1 μs .

L'utilisation de circuits intégrés de la famille HCT donne une consommation de 7,5 mA environ à une tension d'alimentation de 5 V. Le niveau de la tension négative d'alimentation n'est pas le moins du monde critique; elle pourra être comprise entre -5 V et -12 V.

d'après une idée de G.J. Knopper

070

POUR VENTILATEUR DE VOITURE

Les habitants des grandes agglomérations ont certainement conscience du fait que

CIRCUIT DE COMMANDE AUTOMATIQUE

leur santé court un certain danger lorsqu'ils se déplacent dans leur voiture aux heures de pointe. Si l'on se trouve coincé dans un embouteillage dantesque ou que

l'on roule au pas sur le périphérique, il est bien souvent nécessaire d'arrêter le ventilateur si l'on veut éviter d'être asphyxié par les gaz d'échappement des autres vé-

hicules, en particulier ceux des voitures précédentes. Il est très ennuyeux de devoir couper le ventilateur pour le remettre en marche quelques secondes plus tard lorsque "ça bouge" à nouveau. Il faut à cette situation un remède électronique: un circuit arrêtant ou démarrant le système de ventilation de la voiture, et ceci en fonction du régime du moteur. Nous ne prétendons pas réinventer la roue, ce genre de commutateur automatique existe bien évidemment déjà. Le seul inconvénient est que seules certaines auto(mobile)s "haut de gamme" —et donc hors de prix— sont équipées de ce dispositif "grand confort".

Le circuit proposé dans cet article ne vous coûtera pas cher et, pour trois fois rien, vous placera, du moins en ce qui concerne la ventilation, au niveau des conducteurs de certains modèles du type 7xx de chez BMW.

Le circuit de commande arrête automatiquement le moteur du ventilateur lorsque le moteur tourne à faible régime. Dès que vous roulez plus vite, à la sortie de l'embouteillage, et après une faible temporisation, le ventilateur se remet en marche.

L'électronique se subdivise en 3 parties principales:

- un circuit, surveillant le régime du moteur entrant en fonction à partir de 1 800 tours/mn,
- un intégrateur qui évite l'oscillation du relais lorsque le régime se maintient aux alentours de 1 800 tr/mn et
- une constante de temps, qui introduit un certain retard avant la remise en fonction du ventilateur.

Le circuit de surveillance de régime sert à détecter si le véhicule roule ou non. Il se contente en effet de détecter si le moteur tourne au ralenti, ce qui signifie, dans la plupart des cas, que l'on ne roule pas. Ce circuit comporte 2 multivibrateurs monostables, IC1a et IC1b. Le premier des multivibrateurs reçoit des impulsions en provenance des vis platinées. Les résistances R1 et R2 et les diodes D1 et D2 abaissent le niveau de ces impulsions à celui de la tension maximale d'alimentation du circuit intégré. Cette réduction de niveau est indispensable sachant que les impulsions sur les vis platinées dans certaines voitures ont une valeur de crête pouvant atteindre 200 V. Tant que la période du signal d'entrée est supérieure à la constante de temps définie par le réseau RC constitué par P1, R3 et C1, le monostable IC1a fournit des impulsions d'une longueur fixe. Si les impulsions d'entrée sont plus courtes, la sortie Q de IC1a reste au niveau haut ("1"). La constante de temps, τ_1 , dépend du nombre de cylindres, N, du moteur:

$$\tau_1 = 120 / (\text{régime} \times N).$$
 Dans le cas d'un moteur à 4 cylindres et d'un seuil d'entrée en fonction du circuit de commande de 1 800 tr/mn, cette constante de temps est de:

$$\tau_1 = 120 / (1\,800 \times 4) = 16,67 \text{ ms.}$$
 Si l'on fait les calculs nécessaires on obtient les valeurs suivantes pour τ_1 :

- 5 cylindres: 13,32 ms,
- 6 cylindres: 11,11 ms et
- 8 cylindres: 8,32 ms.

 Tant que le second multivibrateur monos-

$\tau_1 = 120 / (\text{régime} \times N).$

Dans le cas d'un moteur à 4 cylindres et d'un seuil d'entrée en fonction du circuit de commande de 1 800 tr/mn, cette constante de temps est de:

$\tau_1 = 120 / (1\,800 \times 4) = 16,67 \text{ ms.}$

Si l'on fait les calculs nécessaires on obtient les valeurs suivantes pour τ_1 :

- 5 cylindres: 13,32 ms,
- 6 cylindres: 11,11 ms et
- 8 cylindres: 8,32 ms.

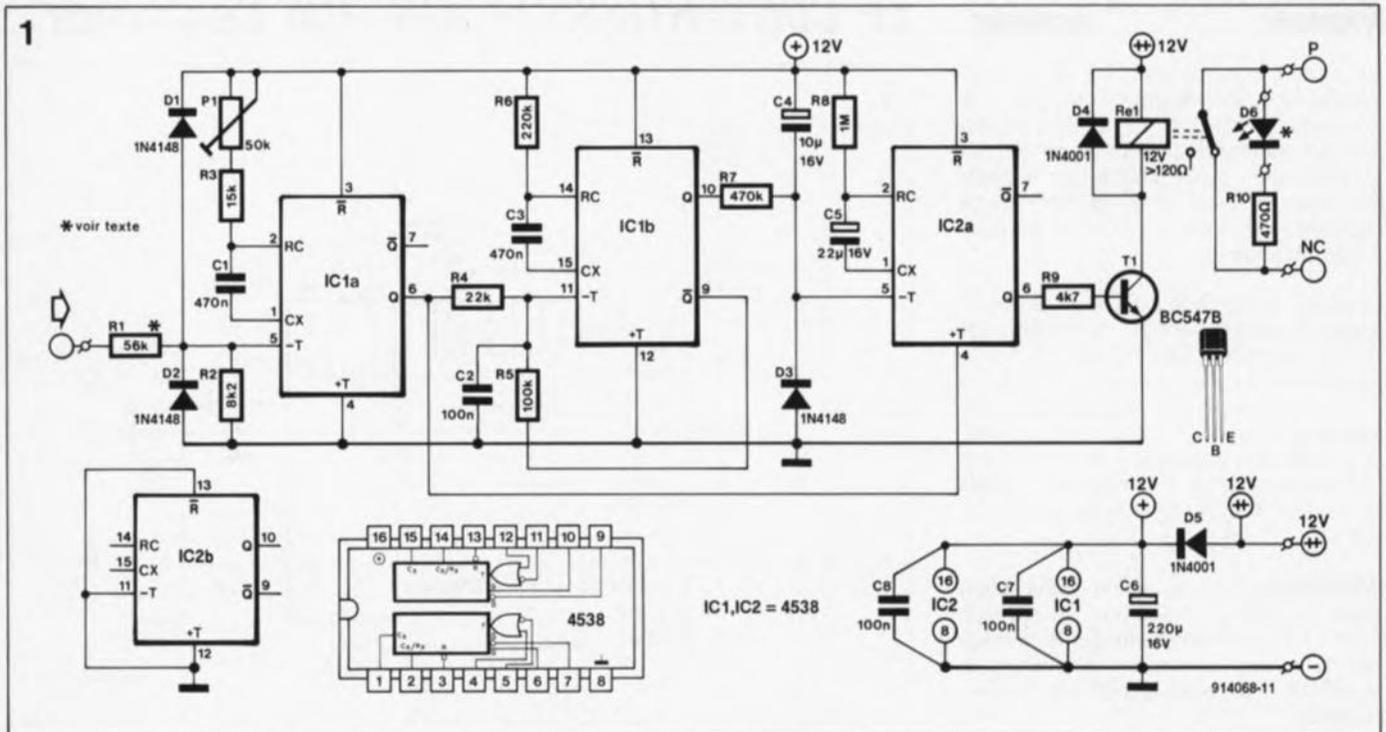
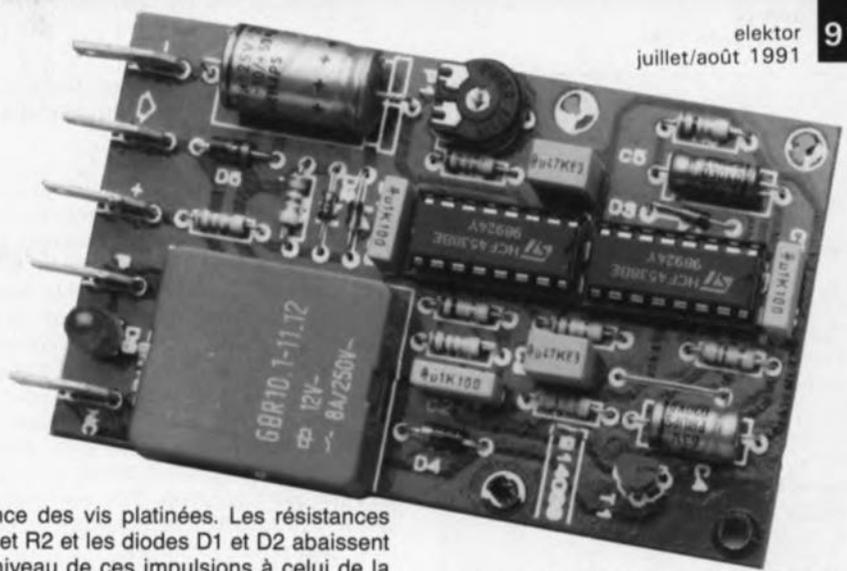
Tant que le second multivibrateur monos-

table, IC1b, reçoit des impulsions d'entrée en provenance de IC1a, il peut être déclenché. Si le régime du moteur tombe à moins de 1 800 tr/mn, la broche 10 (Q) de IC1b passe au niveau haut. Pour doter la réaction du circuit de surveillance de régime d'une certaine inertie, il nous faut une petite hystérésis introduite par la résistance R5 et le condensateur C2.

Il est nécessaire que la pseudo-période de IC1b, τ_2 , soit supérieure à la valeur maximale de τ_1 . Ici, la valeur de τ_2 est fixée à 100 ms environ.

L'intégrateur est réalisé à l'aide d'un réseau RC, R7 et C4, dont la constante de temps, τ_3 , est fixée à 3 s environ. En aval de ce réseau, on trouve un troisième monostable, IC2a, qui définit à 20 s environ la durée de la période de fonctionnement, τ_4 . Un circuit de commande à transistor, réalisé autour de T1, sert d'interface de commande pour le relais, Re1. On notera que le ventilateur s'arrête lorsque le relais est excité. La raison de cette approche est de garder la possibilité de mettre en fonction le ventilateur lorsque, pour une raison quelconque, le circuit de commande est hors-service.

Pour éviter que IC2 ne soit redéclenché à chaque fois que le régime du moteur tombe en-dessous de 1 800 tr/mn, le troisième



Liste des composants

Résistances:

R1 = 56 k Ω *
 R2 = 8k Ω 2
 R3 = 15 k Ω
 R4 = 22 k Ω
 R5 = 100 k Ω
 R6 = 220 k Ω
 R7 = 470 k Ω
 R8 = 1 M Ω
 R9 = 4k Ω 7
 R10 = 470 Ω
 P1 = 50 k Ω , ajust.

Condensateurs:

C1, C3 = 470 nF
 C2, C7, C8 = 100 nF
 C4 = 10 μ F/16 V
 C5 = 22 μ F/16 V
 C6 = 220 μ F/16 V

Semi-conducteurs:

D1 à D3 = 1N4148
 D4, D5 = 1N4001
 D6 = LED
 T1 = BC547B
 IC1, IC2 = 4538

Divers:

Re1 = relais 12 V/330 Ω encartable,
 contacts 8 A (tel que Siemens
 V23127 A0002-A201 par exemple)
 5 cosses mâles soudées encartables

* voir texte

multivibrateur monostable est relié au premier à travers l'entrée de déclenchement positive.

Pour la réalisation, on pourra utiliser le circuit imprimé conçu spécialement pour ce montage et dont nous vous proposons la sérigraphie en **figure 2**. Il faudra en outre tenir compte du courant maximal drainé par le moteur du ventilateur qui circule sur certaines des pistes et passe par les contacts du relais Re1. Il est pour cette raison impératif d'utiliser, pour les connexions, P et NC (Normally Closed = Normalement Fermé) reliant le ventilateur à la platine, des cosses, des fiches et du câble du type de ceux que l'on utilise dans les voitures, c'est-à-dire capables de supporter un courant relativement important.

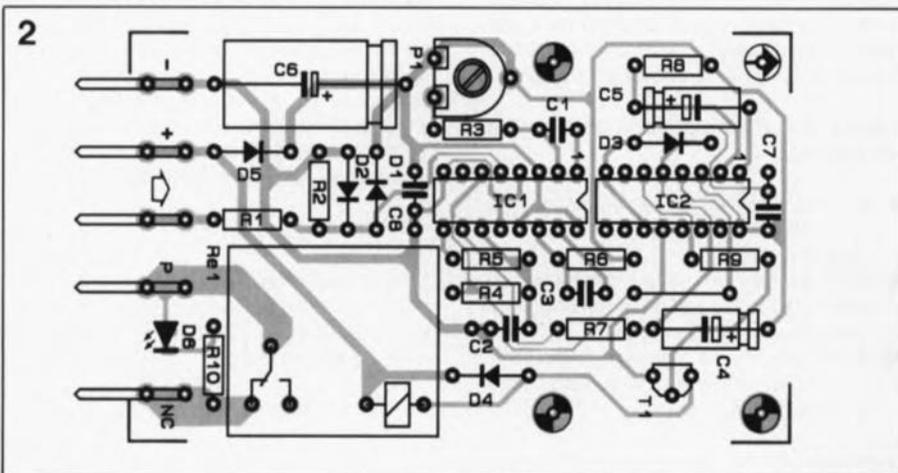
Avant de prendre le circuit dans le système électrique de voiture, il est recommandé de le tester. Pour ce faire on connecte un générateur de fonctions à la broche 5 de IC1. On règle le générateur de fonctions à une fréquence qui corresponde au

régime auquel le circuit de commande doit entrer en fonction. La fréquence du générateur est de $1/\tau_1$. Il faudra ensuite, à l'aide de l'ajustable P1, régler la durée de τ_1 de façon à obtenir un basculement du signal en broche 10. Si l'on diminue la fréquence, le relais est activé. Si, ensuite, on augmente la fréquence, le relais décolle après un délai de 20 s environ. Si tout fonctionne bien sur la "table d'opération", on peut installer le circuit dans la voiture-cobaye.

Notons, en guise de conclusion à cet article, qu'il peut être nécessaire de modifier le diviseur de tension d'entrée, en fonction de la valeur de la tension de crête des impulsions en provenance des vis platinées.

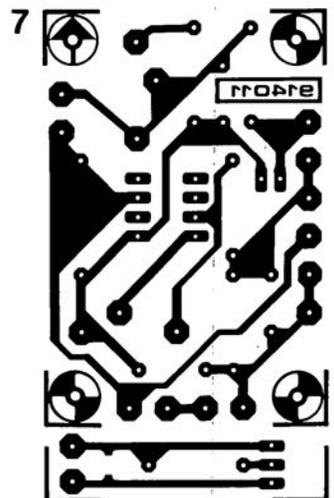
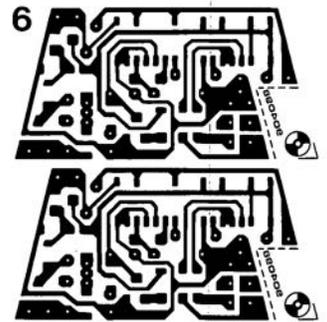
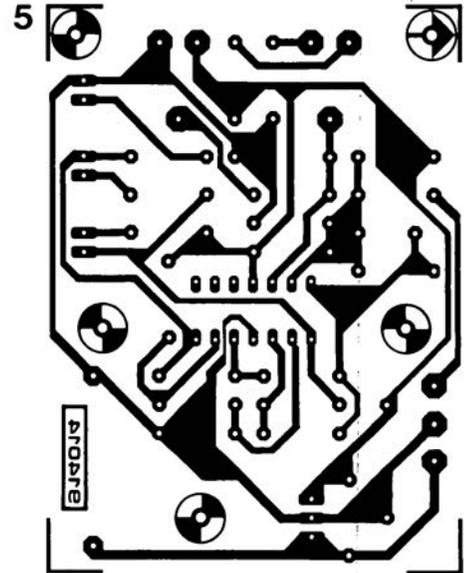
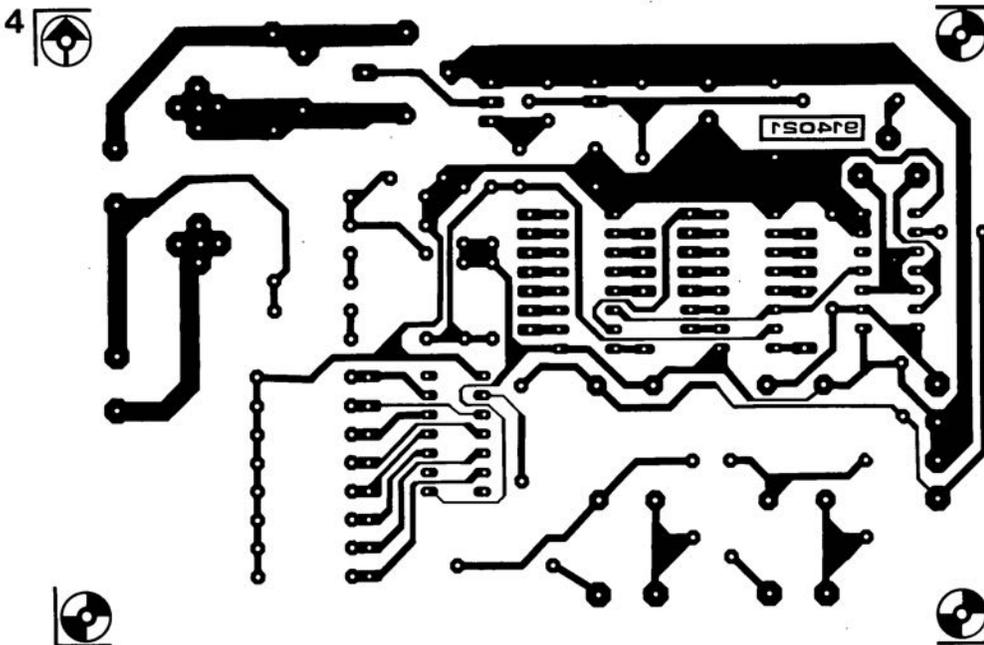
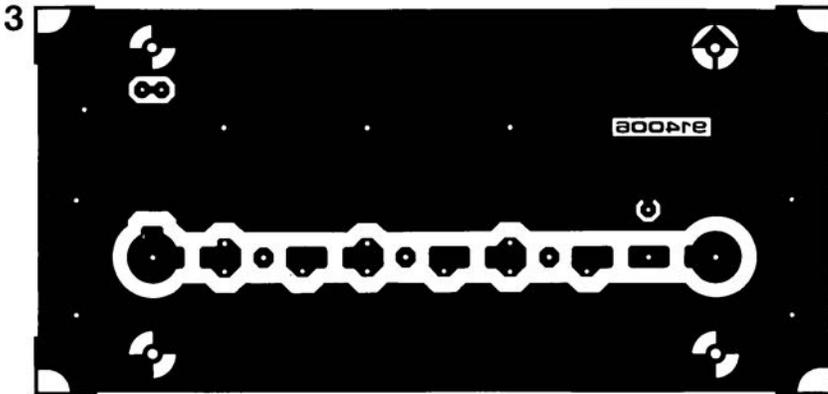
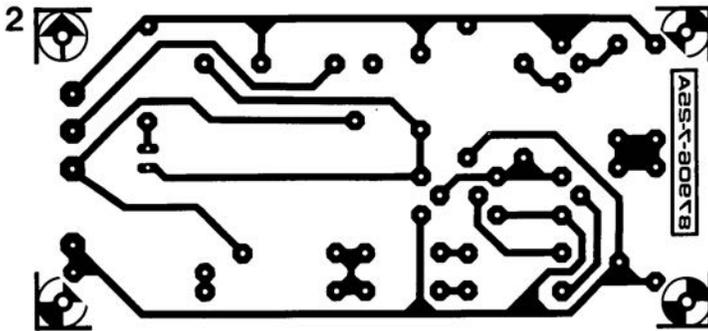
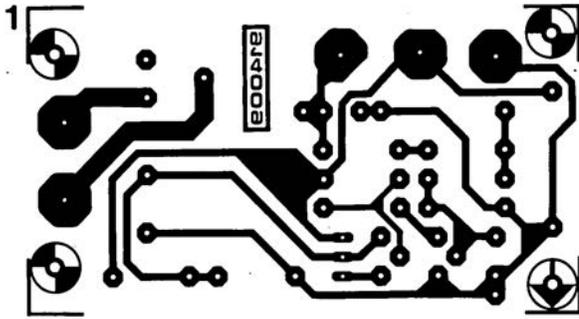
Au repos, le circuit consomme 1 mA environ. Cette consommation "grimpe" à une valeur de 38 mA lorsque le relais est excité.

J. Riecker

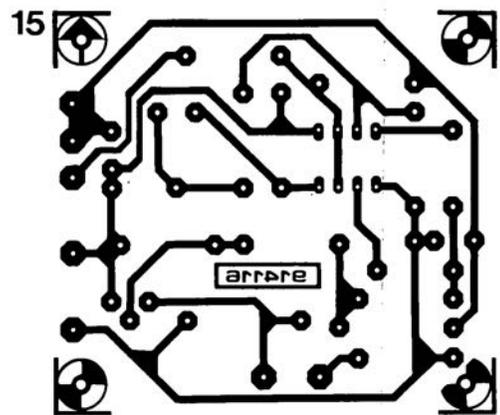
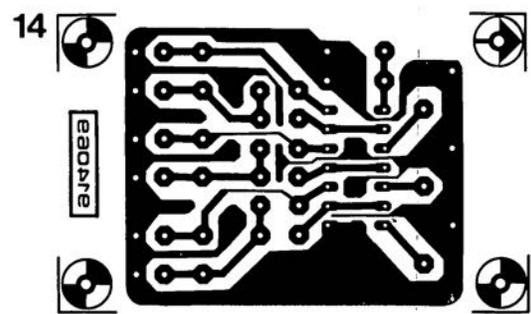
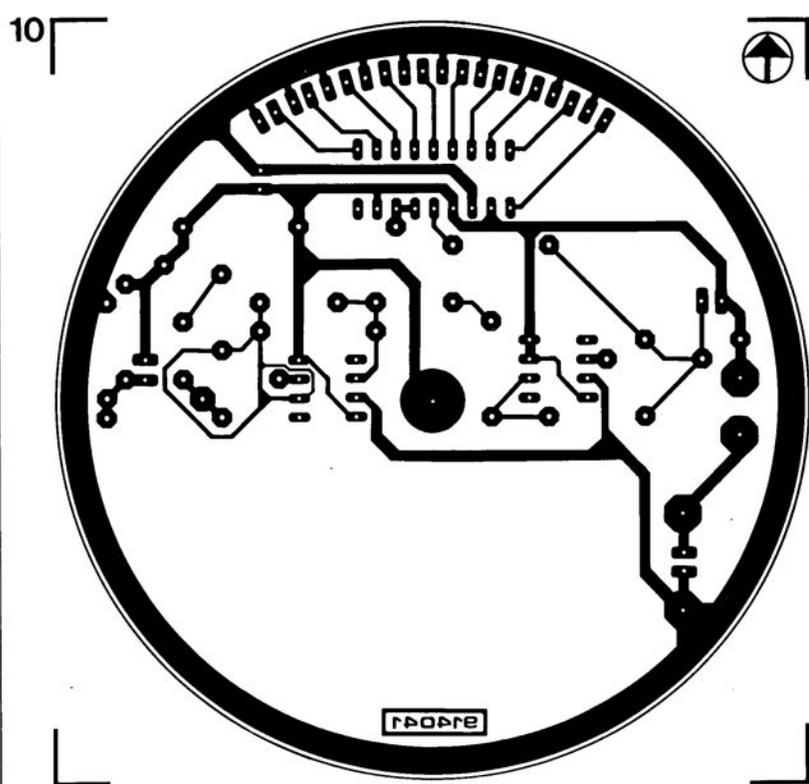
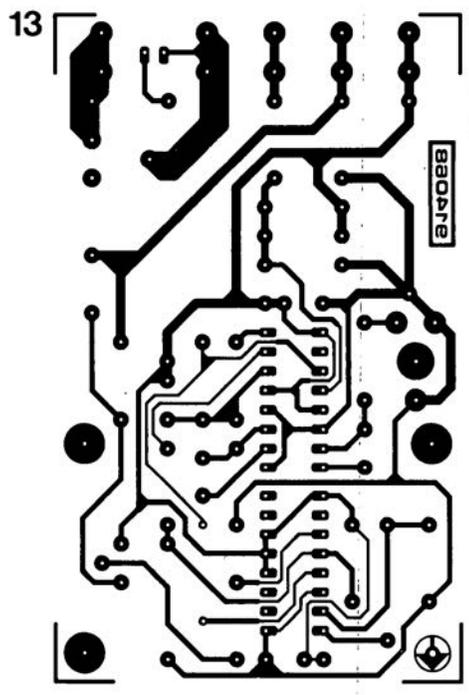
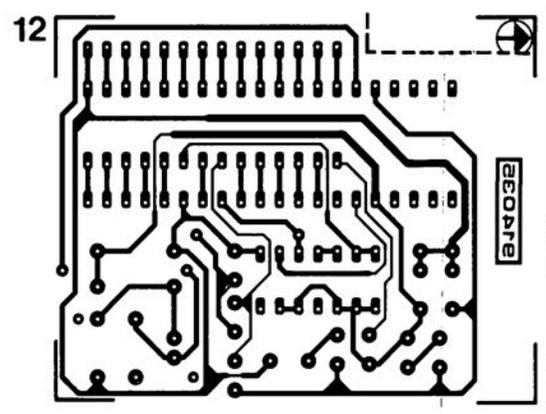
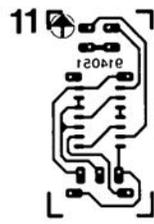
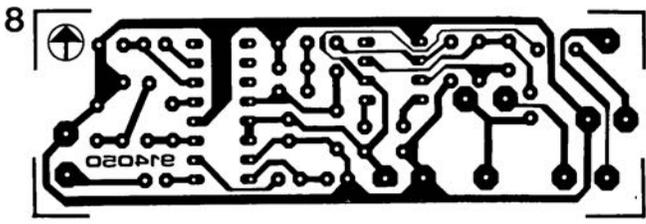


SERVICE

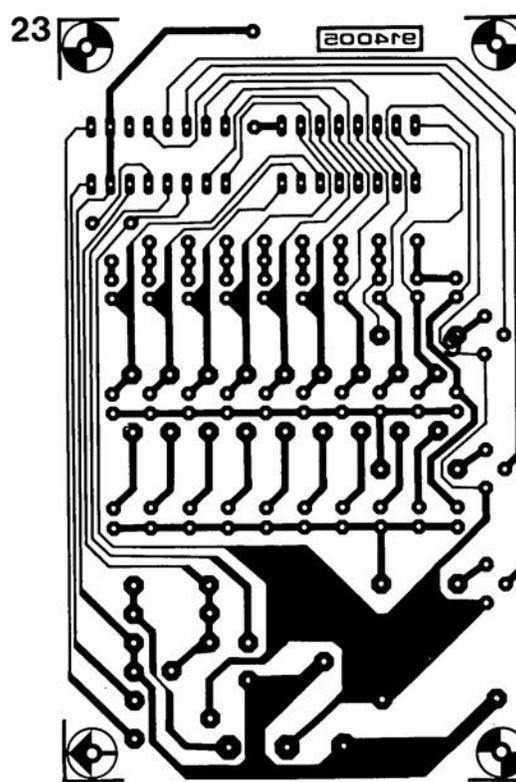
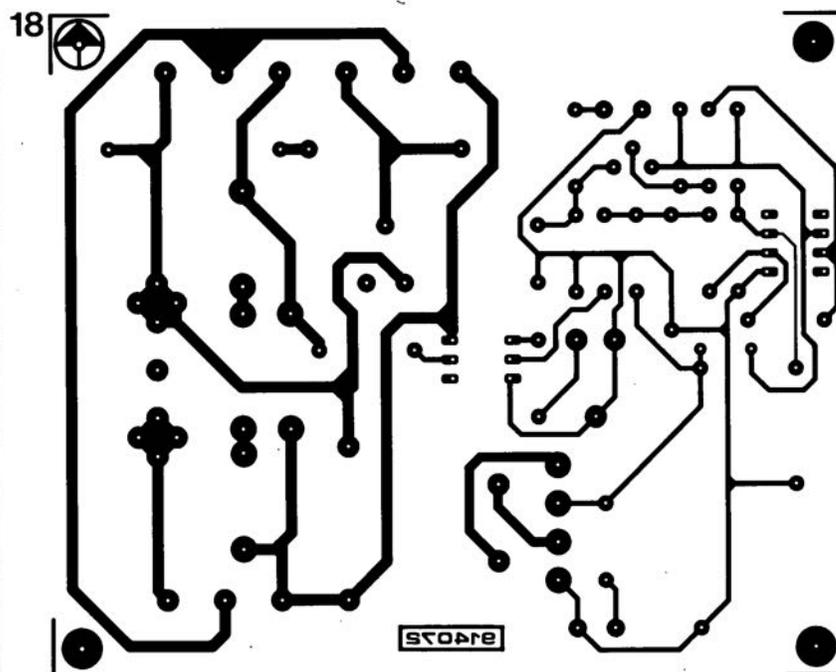
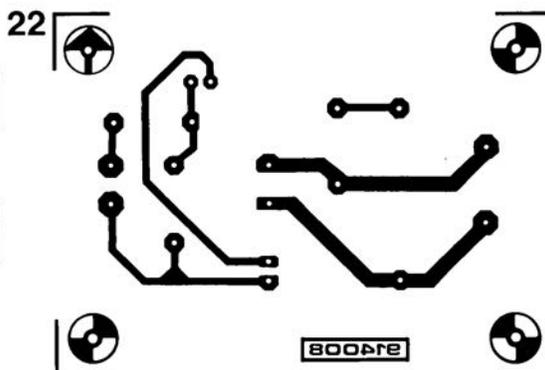
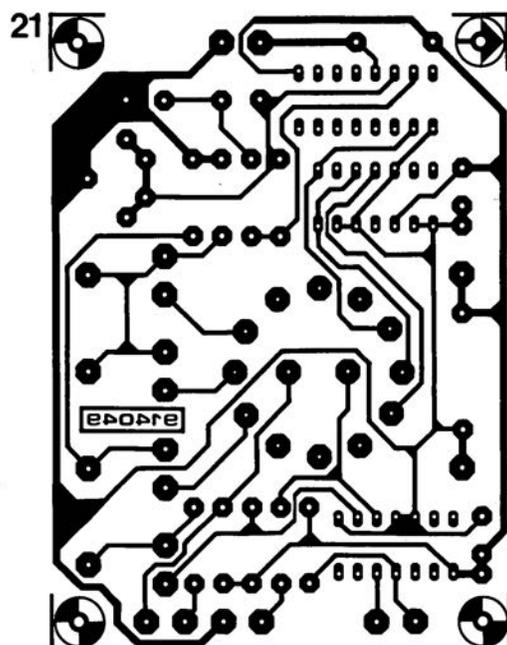
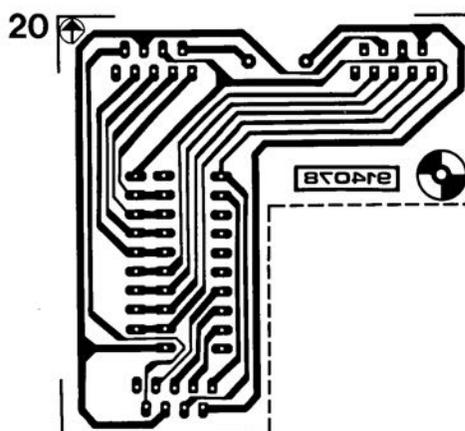
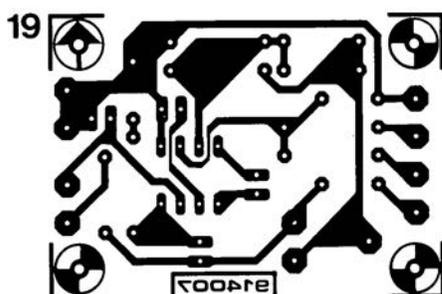
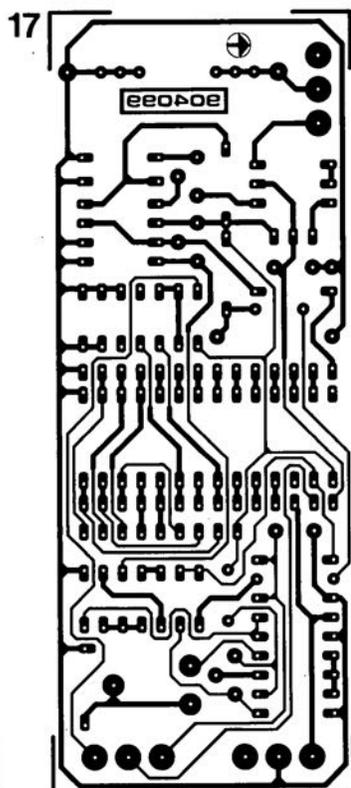
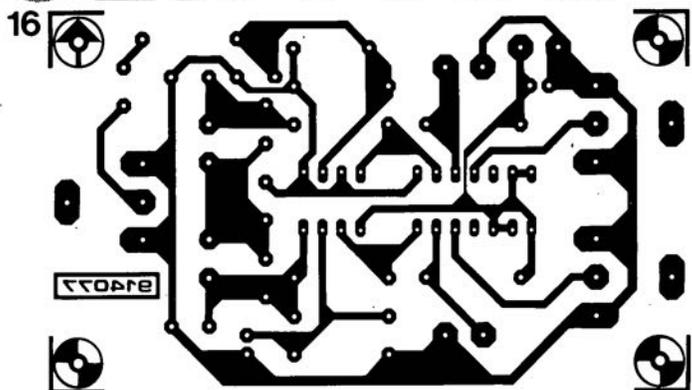
- 1 Commande de lave & essuie-glace
- 2 Protection CC pour haut-parleur
- 3 Amplificateur UHF
- 4 Temporisateur universel
- 5 Indicateur C-D-S pour batterie de voiture
- 6 Inverseur de sens de circulation (2x)
- 7 Module thermométrique LD
- 8 S-mètre pour récepteur à ondes courtes
- 10 Indicateur de puissance de champ: composants
- 11 Indicateur de puissance de champ: plan de masse
- 12 Accélérateur vidéo pour Archimedes
- 12 Adaptateur 1 Mbit pour programmeur d'EPROM
- 13 Circuit de commande automatique pour ventilateur d'automobile
- 14 Triple oscillateur HCMOS à quartz
- 15 Indicateur de crête



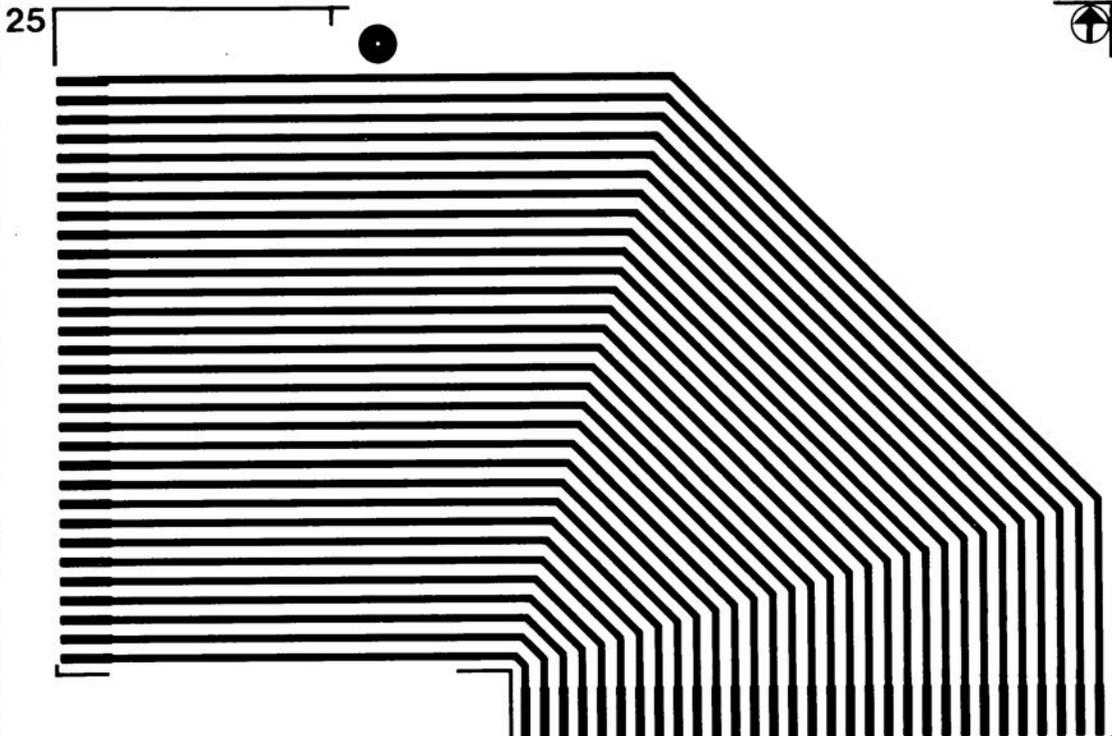
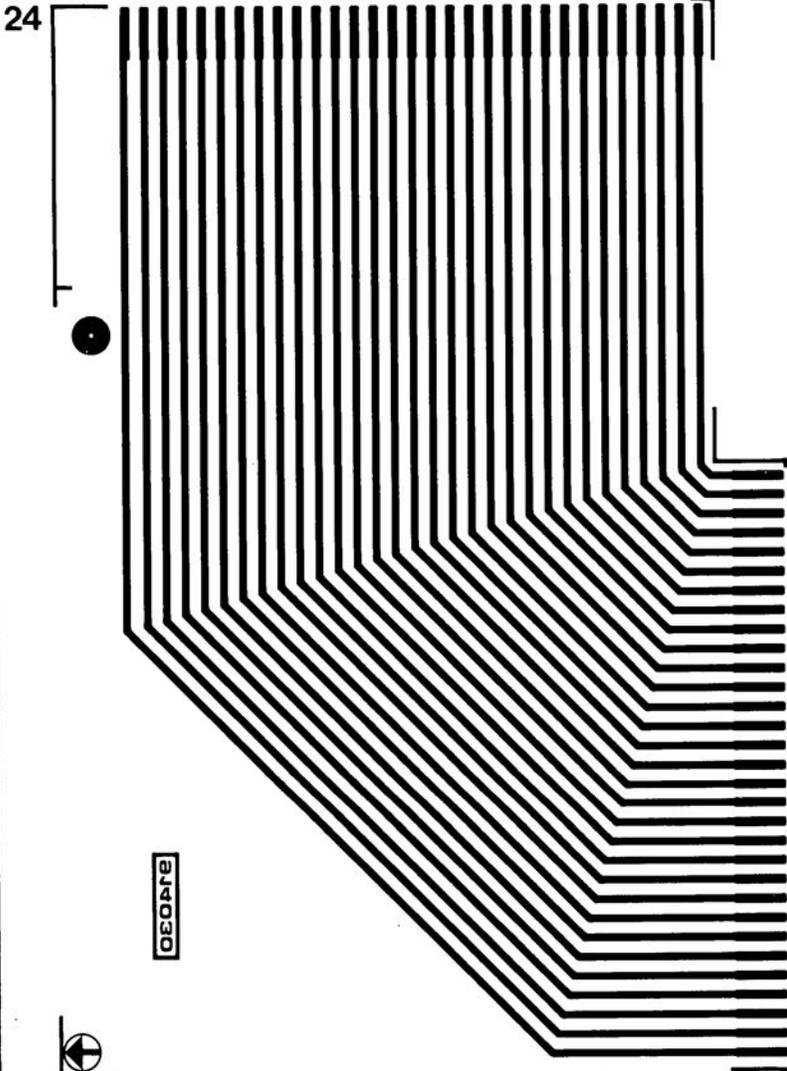
SERVICE



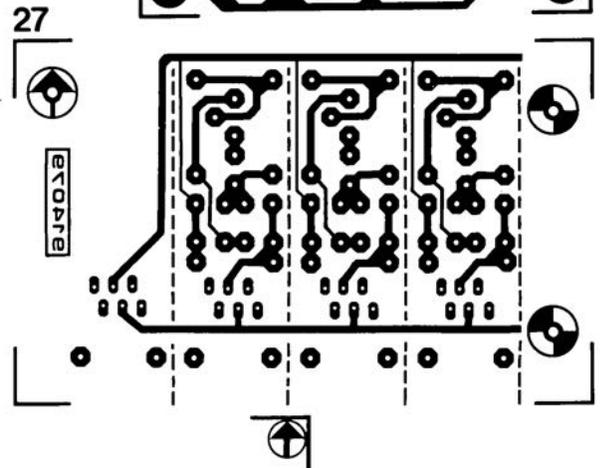
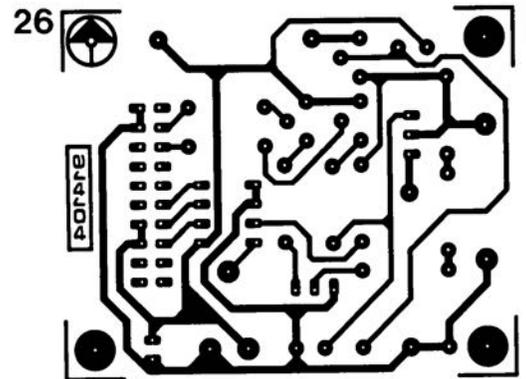
SERVICE



SERVICE



- 16 Séparateur de signaux de synchronisation
- 17 Émulateur de 2764
- 18 Interrupteur-esclave 220 V Version 2.0
- 19 Pont de Wien à alimentation symétrique
- 20 Commutateur souris-manche automatique pour Amiga
- 21 Capacimètre pour petits condensateur
- 22 Relais de sécurité électronique
- 23 Voltmètre numérique à LED
- 24 Carte d'extension de bus pour PC: recto
- 25 Carte d'extension de bus pour PC: verso
- 26 Le SCALP en testeur de capacité d'accu CdNi
- 27 Central téléphonique



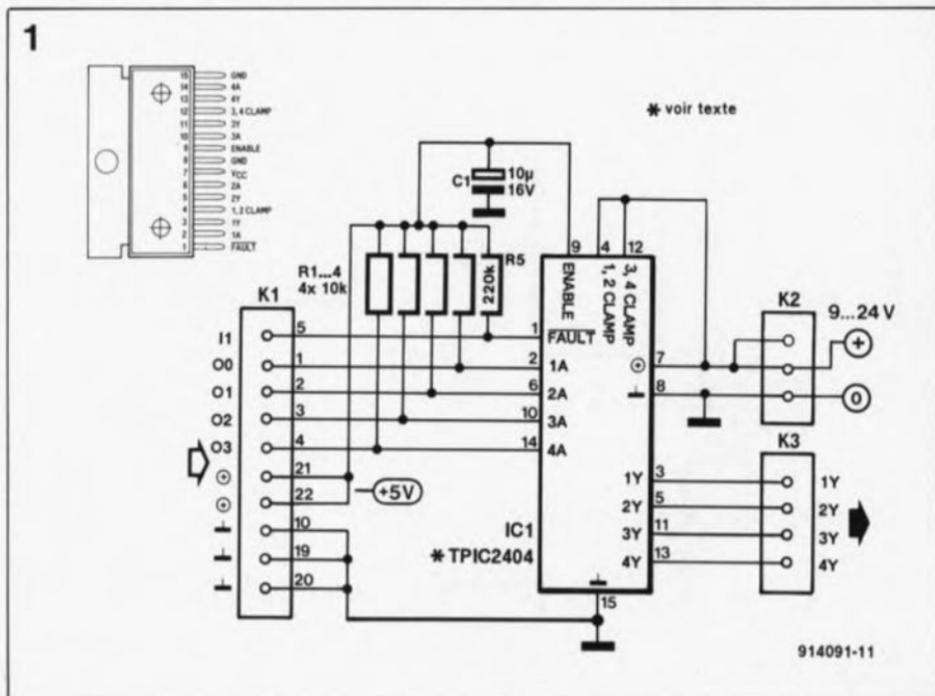
071

TAMPON DE COMMUTATION POUR LE CONVERTISSEUR A/N–N/A Centronics

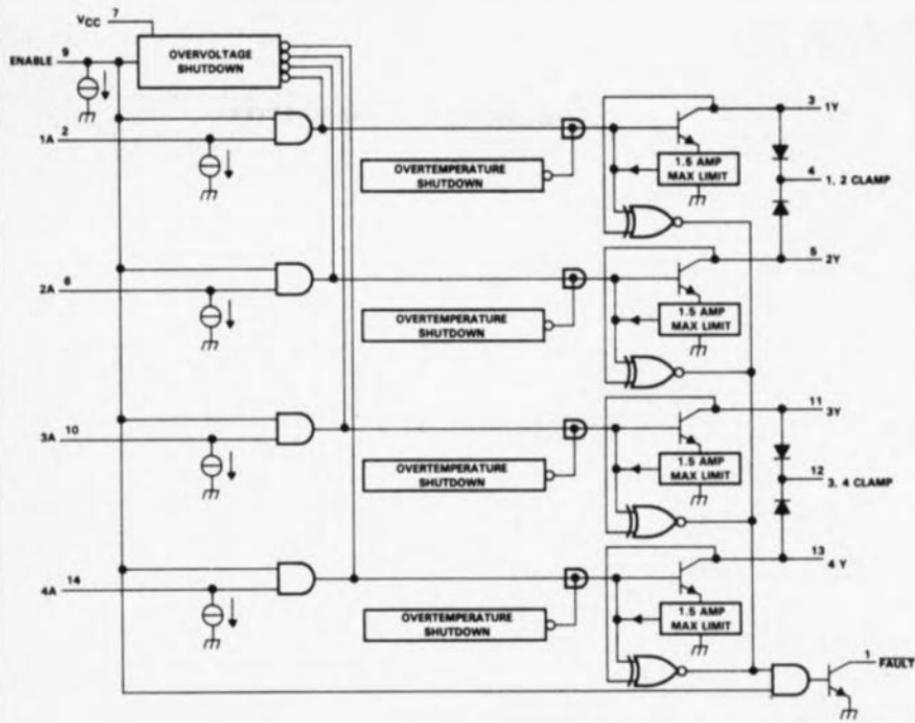
Les sorties numériques (00 à 03) du convertisseur A/N–N/A pour Centronics décrit dans le n°142 (avril 1990) d'Elektor peuvent commuter un courant de 100 mA au maximum. Ceux d'entre nos lecteurs qui trouvent cette intensité insuffisante pourront faire appel au tampon de puissance proposé ici.

Le cœur du montage est IC1, un circuit intégré mis récemment sur le marché par Texas Instruments. Le TPIC2404 commute sans sourciller 1 A par canal. On pourra disposer d'un courant plus important encore, le cas échéant, par la mise en parallèle de plusieurs sorties (1Y à 4Y). Comme l'illustre le schéma de la figure 2, toutes les sorties sont du type à collecteur ouvert.

Remarquons que la sortie d'indication d'erreur "FAULT" du circuit est reliée à l'entrée I1 du convertisseur sur le connecteur K1 de ce montage. De cette façon, le TPIC2404 signale les conditions d'erreur suivantes:



2



914091-12

- une tension d'alimentation trop importante, c'est-à-dire supérieure à 25,5 V;
- une surchauffe;
- un court-circuit des sorties
- l'absence de charge en sortie (uniquement lorsque les sorties sont inactives).

Il suffira de donner au connecteur K1 de notre tampon la forme d'un 2x13 broches avec éjecteur (HE10) pour pouvoir ensuite le relier, à l'aide d'un morceau de câble plat terminé à ses 2 extrémités par un connecteur femelle à 26 broches en 2 rangées, au connecteur K2 du convertisseur A/N-N/A.

Le logiciel est en mesure de "prendre le pouls" de I1 (examiner à intervalles réguliers le niveau de cette ligne) et d'avertir l'utilisateur en cas de détection d'une condition d'erreur.

Quelques remarques additionnelles au sujet de l'aspect mécanique de cette réalisation. IC1 doit être doté d'un petit radiateur. Sauf conditions extrêmes, un radiateur du type SK59 (37,5 mm de long) devrait faire l'affaire.

Il faudra **enlever la résistance R31** de la platine du convertisseur A/N-N/A!

Sorties actives, la consommation de courant du circuit est de 100 mA environ.

SONDE DE TEST UNIVERSELLE

Bien que de réalisation purement discrète, le montage présenté ici est sans doute l'un des plus compacts décrits dans ce numéro "Hors-Gabarit" d'Elektr. À l'aide de 5 transistors, 3 LED, 1 diode zener et 3 résistances, il devient possible de "mesurer" aisément le niveau de la tension présente sur les broches d'un circuit logique, aux bornes de fusibles, de diodes ou autres piles.

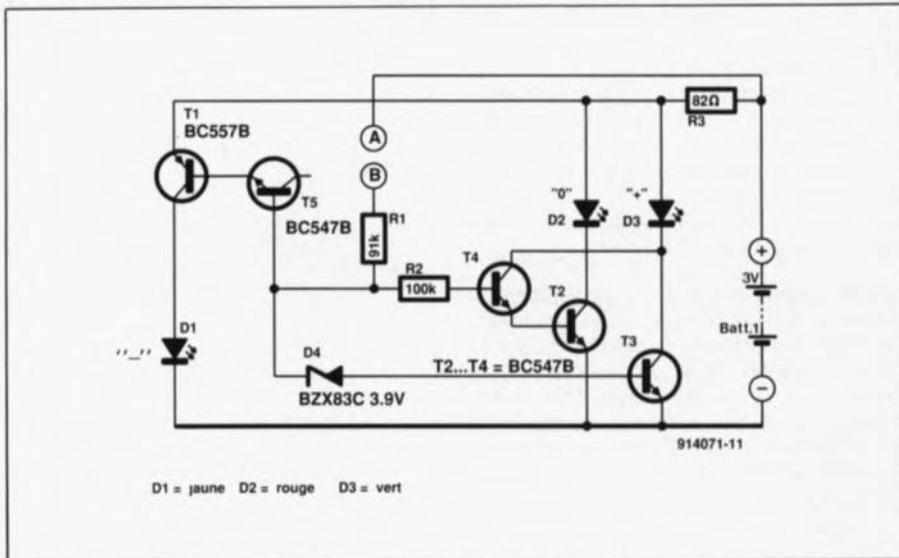
Le résultat d'une mesure effectuée à l'aide de cette sonde ne peut pas prétendre représenter une valeur bien définie; il s'agit plutôt d'une indication **globale** qui, dans certaines conditions, est aussi pratique que le résultat d'une technique de mesure très élaborée. Sachant que tout laboratoire d'électronique possède sa boîte de "bric-à-brac" —où se blottit un nombre souvent impressionnant de composants "rescapés"— à laquelle le circuit proposé ici pourra s'approvisionner, on peut affirmer tout haut que ce montage ne coûte (presque) rien.

La mesure s'effectue à l'aide de 2 pointes de touche, reliées aux points **A** et **B** du circuit.

Si la différence en tension entre A (point de référence) et B est comprise entre $-1,9$ V et $+2,0$ V, la LED rouge (D2) s'allume.

La LED verte (D3) s'allume si la tension présente au point B est égale ou supérieure à $+1,4$ V.

La LED jaune (D1) est allumée lorsque le point B présente une tension de -11 V ou encore plus négative.



Un simple croquis vous aura appris qu'il existe un domaine "blanc" compris entre $-1,9$ et -11 V où toutes les LED sont éteintes.

Dans ce circuit, le transistor T5 remplit la fonction de diode zener. Comme l'effet zener apparaît chez un transistor de manière relativement stable et ce à un courant beaucoup plus faible qu'avec une diode zener, son utilisation comme ersatz de diode zener se traduit par une consommation de courant plus faible.

Il est aussi possible de mesurer des tensions alternatives avec cette sonde (d'où le qualificatif d'"universelle"). La tension

d'entrée maximale dépend largement de la dissipation maximale de la résistance R1. Si l'on utilise pour cette résistance un exemplaire d'une puissance de 0,5 W, la tension maximale admissible entre les bornes A et B est de $200 V_{eff}$.

La consommation du circuit est fonction du nombre de LED allumées simultanément. Sous une tension d'alimentation de 3 V, le courant maximal qui circule à travers le circuit est de 10 mA. Au repos, la consommation est si faible ($5 \mu A$ environ) qu'il est parfaitement superflu de doter le circuit d'un interrupteur marche/arrêt.

A. Chanturiya

073

GÉNÉRATEUR D'INTERRUPTIONS
POUR PC

Le logiciel et le circuit sans prétention, décrits dans cet article, constituent une introduction au traitement des interruptions dans un ordinateur personnel du type IBM-PC ou compatible, un matériau d'une complexité redoutable pour la plupart des utilisateurs d'un PC.

Le logiciel, dont on retrouve le listing en **figure 1**, est un programme pilote résident (*driver*), qui surveille l'une des lignes de demande d'interruption d'un PC, IRQ2 à IRQ7. À l'aide du haut-parleur du PC, ce programme fait entendre un bip lorsqu'a lieu une demande d'interruption. Comme le logiciel est résident – il fonctionne en arrière-plan – il vous permet d'utiliser, comme vous le feriez d'habitude, tous vos autres programmes.

Une demande d'interruption peut venir d'une carte d'extension et sert à prévenir le PC du fait qu'il s'est produit un événement spécifique qui demande une réaction particulière, interrompant l'exécution du programme en cours. Une interruption peut servir à signaler l'activité d'un circuit de sonnerie de téléphone, d'un moniteur de température ou de niveau de tension ou d'un circuit *watchdog* (chien de garde) par exemple.

Pour aider nos lecteurs à mieux comprendre le principe du fonctionnement des interruptions et leur utilisation, voici un circuit simple qui génère une interruption lorsque l'on appuie sur un bouton-poussoir. Les cavaliers de codage JP1 à JP6 permettent de choisir une ligne d'interruption libre, ceci afin d'éviter des conflits avec une carte d'extension déjà installée. Il faudra également définir cette ligne d'interruption dans le logiciel par l'attribution de la valeur correspondante à la constante "IRQ" (voir listing).

Si l'on appuie sur le bouton-poussoir S1 (**figure 2**), le TLC555 fournit une impulsion de 100 ms, demandant une interruption. Cette impulsion est appliquée ensuite, à travers l'un des connecteurs pour carte d'extension, au circuit intégré de commande d'interruption, 8259, présent dans les entrailles du PC. La résistance R1 et le condensateur C2 constituent un circuit anti-rebonds.

Il est recommandé de faire appel, pour la réalisation du circuit, à la **carte d'extension pour tous ordinateurs** (montage n°2) décrite dans le numéro 121/122 d'Elektor (juillet/août 1988). Le générateur d'interruption ne consomme que quelques mA. Rien n'interdit de ce fait de l'alimenter à travers le connecteur d'extension du PC.

À la fin du listing de la figure 1, on découvre 2 lignes de commentaire qui servent à interdire l'appel de la routine de dé-installation. Si vous envisagez de modifier ce programme, il est recommandé de ne pas le rendre résident dès le premier essai. Une fois que le programme est résident

```

1
PROGRAM PcAlarm;
(*****)

(* Elektor V1.0/JR *)

($M 2000,0,0)

($R-,S-,I-,F-,O-,A-,V+,B-,N-,E+,D-,L-)

USES CRT,DOS;

CONST IRQ=3;          (* Select hardware interrupt (0...7) *)
      Controller=$20; (* Base address of 8259 interrupt controller *)
      SpecificEOI=$60;

VAR End_Of_Int       :BYTE; (* End Of Interrupt command 8259 *)
      OriginalVector  :POINTER;
      OriginalMask    :BYTE;
      IntNumber       :$08..$0F;

PROCEDURE STI;
(*****)

(* Set processor interrupt enable flag *)

BEGIN;
  INLINE($FB);
END;

PROCEDURE CLI;
(*****)

(* Clear processor interrupt enable flag *)

BEGIN
  INLINE($FA);
END;

{$F+}
PROCEDURE INTERRUPTHANDLER; INTERRUPT;
(*****)

BEGIN
  SOUND(800); DELAY(200); SOUND(1200); DELAY(300); NOSOUND;
  PORT[Controller]:=End_Of_Int;
END;
{$F-}

PROCEDURE INSTALL_INTERRUPTHANDLER;
(*****)

VAR EnablePattern: BYTE;

BEGIN
  (* Save original vector *)
  GETINTVEC(IntNumber,OriginalVector);

  (* Install new vector *)
  CLI;
  SETINTVEC(IntNumber,@INTERRUPTHANDLER);
  STI;

  (* SAVE ORIGINAL MASK *)
  OriginalMask:=PORT[Controller+1];

  (* Enable IRQ *)
  EnablePattern:= $01;
  EnablePattern:=EnablePattern SHL IRQ;
  EnablePattern:=NOT(EnablePattern);
  PORT[Controller+1]:=(OriginalMask AND EnablePattern);
END;

PROCEDURE UNINSTALL_INTERRUPTHANDLER;
(*****)

(* Restore original mask and vector *)

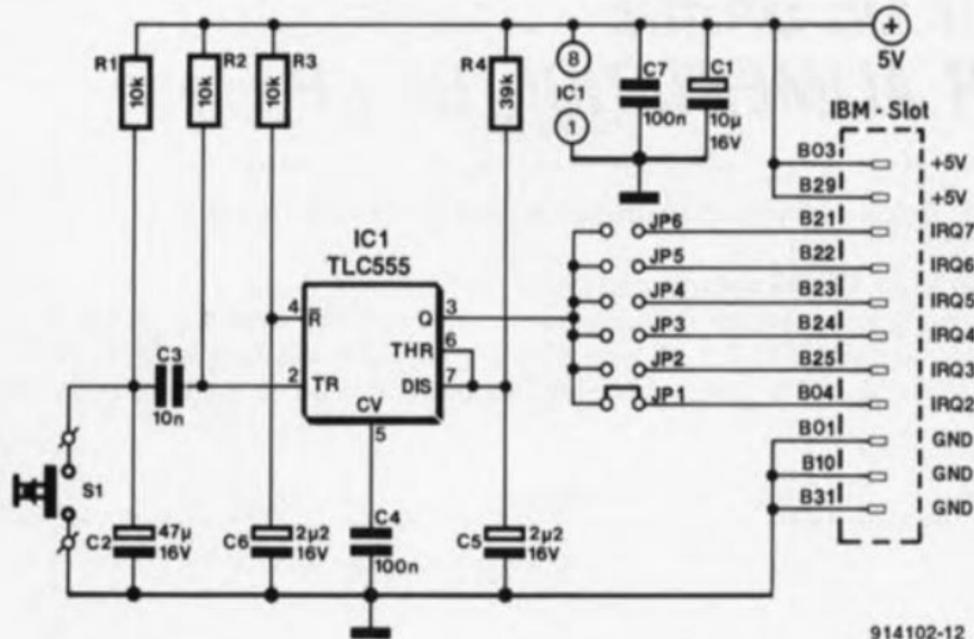
BEGIN
  PORT[Controller+1]:=OriginalMask;
  CLI;
  SETINTVEC(IntNumber,OriginalVector);
  STI;
END;

BEGIN (* MAIN *)
CASE IRQ OF
0: IntNumber:= $08; (* SYSTEM CLOCK TICK          *)
1: IntNumber:= $09; (* KEYBOARD INTERRUPT         *)
2: IntNumber:= $0A; (* RESERVED                   *)
3: IntNumber:= $0B; (* SECOND SERIAL PORT COM2    *)
4: IntNumber:= $0C; (* FIRST SERIAL PORT COM1     *)
5: IntNumber:= $0D; (* HARDDISK INTERRUPT        *)
6: IntNumber:= $0E; (* FLOPPYDISK INTERRUPT      *)
7: IntNumber:= $0F; (* PRINTER INTERRUPT         *)
END;
End_Of_Int:=SpecificEOI+IRQ;
INSTALL_INTERRUPTHANDLER;

{ REPEAT UNTIL KEYPRESSED;
  UNINSTALL_INTERRUPTHANDLER; }

KEEP(0);
END. (* MAIN *)

```

2


dans la mémoire du PC, la seule façon de le dé-installer est un redémarrage franc de l'ordinateur (action simultanée sur les touches CTRL, ALT et DEL, manipulation qui n'a sans doute plus de secret pour vous, n'est-ce pas).

Il est préférable, lors des premiers tests, de mettre l'instruction *KEEP* entre parenthèses et d'ajouter, provisoirement: *REPEAT UNTIL KEYPRESSED* et *UNINSTALL INTERRUPTHANDLER*. Ces modifications vous permettront sans doute de gagner du temps et vous épargneront bien des agacements lors du développement de votre application.

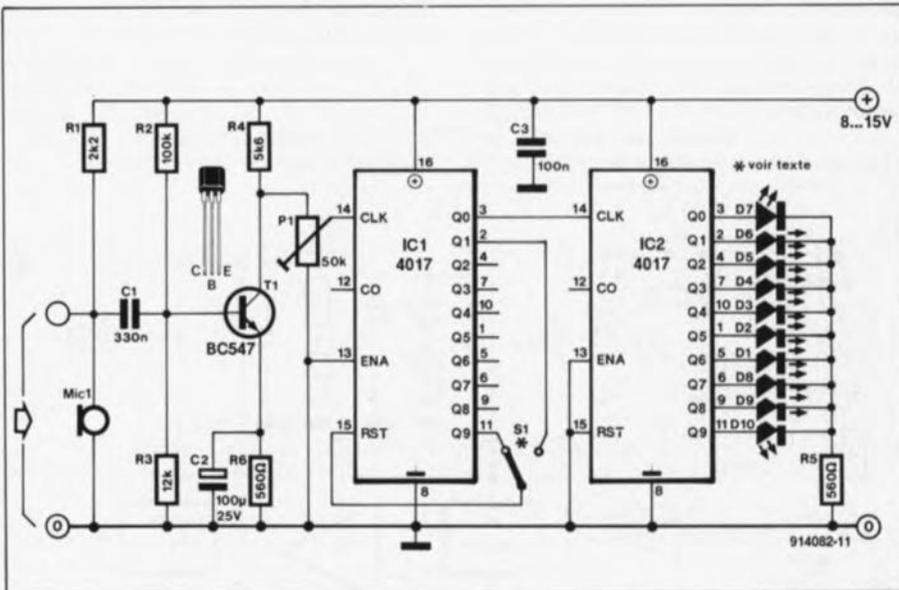
La musique pop(ulaire) et les effets lumineux sont toujours allés de paire. Les schémas, montages et appareils destinés à la génération d'effets lumineux en tout genre sont nombreux et leur complexité va de la simplicité la plus exemplaire à l'application des techniques les plus sophistiquées. Le circuit, objet de cet article, est à ranger dans la première catégorie.

Il s'agit d'un chenillard dont la vitesse dépend de la hauteur et du volume du son.

Cet effet est obtenu par l'application du signal audio à l'entrée d'horloge d'un compteur. Il est donc essentiel que le signal soit suffisamment puissant pour franchir le seuil de commutation de cette entrée. La fréquence d'horloge est directement proportionnelle à la hauteur du son.

Avant d'arriver à l'entrée d'horloge (CLK) de IC1, le signal audio traverse un étage amplificateur, construit autour du transistor T1. Il est possible d'appliquer, à l'entrée de ce petit amplificateur, un signal en provenance d'un (pré)amplificateur audio voire encore d'y connecter un microphone à électret. Cette dernière option, ne nécessitant pas de liaison fixe, est bien évidemment beaucoup plus "mobile".

Le signal arrive, à travers l'ajustable P1 qui permet de régler la sensibilité du circuit, à l'entrée d'horloge de IC1. Sachant que les fréquences audio sont trop élevées pour permettre l'obtention d'un effet nettement perceptible, la fréquence du signal d'entrée est divisée par IC1 (à condition pourtant que l'interrupteur S1 relie la sortie Q9 à l'entrée de remise à zéro, RST, ce qui se traduit par une division par 9). Si l'entrée de remise à zéro est reliée à la sortie Q1, le 4017 transmet le signal vers l'entrée d'horloge de IC2 (divisé par 1). Dans cette position l'effet produit par les LED D1 à D10 est complètement différent et ne ressemble plus à celui d'un che-



nillard, mais plutôt à une sorte de balayage très rapide.

Après ce traitement préliminaire, le signal est appliqué au chenillard. IC2 est un compteur décimal (tout comme IC1) doté d'un décodeur "1 sur 10", ce qui fait que seulement 1 de ses 10 sorties peut être active. Les sorties attaquent 10 LED, dont la ligne de connexion commune ne comporte qu'une unique résistance-série de 560 Ω (R5). Cette simplification peut se faire impunément sachant qu'il n'y a toujours qu'une LED d'allumée. Si l'on a l'impression que plusieurs de ces diodes électroluminescentes sont illuminées simultanément, il s'agit tout simplement d'une illusion optique.

Nous n'avons pas donné d'indication concernant la couleur des LED. Vous êtes totalement libres de "composer" une "palette" de LED selon vos goûts personnels. Il est possible d'ajouter une LED additionnelle que l'on relie d'une part à la bro-

che 12 (*Carry Out* = retenue) de IC1 et de l'autre à la masse (0). Il faudra doter cette LED de sa propre résistance-série de 560 Ω.

Ceux d'entre nos lecteurs qui veulent faire varier l'effet produit par ce montage peuvent remplacer S1 par un commutateur rotatif dont il faudra relier le contact commun à la broche 15 de IC1 et les contacts de commutation aux broches 1 et 2 et 4 à 11 de ce même composant respectivement. Dans ces conditions, il est possible de faire varier de façon quasi continue l'effet produit par le circuit.

Le module d'alimentation pour le chenillard doit fournir une tension comprise entre 8 et 15 V à un courant de 100 mA environ. Plus la fréquence du signal d'entrée est basse, plus le consommation sera faible.

d'après une idée de A.B. Tiwana

075

CHIEN DE GARDE POUR ALIMENTATION DE μP

Le TCA5600 de Motorola est un circuit intégré d'une flexibilité remarquable destiné à être utilisé dans l'alimentation d'un système (auto)mobile à microprocesseur (alimenté par pile ou batterie). Ce composant intègre les dispositifs donnés ci-après et assure les fonctions suivantes:

- une tension de référence de 2,5 V,
- un convertisseur CC/CC,
- un régulateur de tension ajustable à commande externe,
- un régulateur de tension 5 V dont il faut doter les sorties d'un transistor de puissance externe,
- un circuit de détection de sous-tension,
- une remise à zéro automatique lors de la mise en fonction (*Power On Reset*) et
- un circuit temporisateur de surveillance baptisé "watchdog" (chien de garde).

La diode D1 protège le circuit contre une erreur de polarité lors de l'application de la tension d'alimentation, la diode D2 elle, contre d'éventuelles crêtes de tension. Le sous-ensemble de la tension de référence est doté de sa propre connexion d'alimentation ce qui permet de laisser en fonction la tension de référence alors que le reste du circuit est hors-fonction (en mode d'attente). Cette option est très intéressante lorsqu'on veut réaliser, par exemple, un système d'alimentation de secours.

Tableau 1. Table de vérité des entrées de commande INH1 et INH2

Le convertisseur CC/CC et/ou le régulateur de tension V_{out2} peuvent être "télécommandés" par l'intermédiaire des entrées d'inhibition, INH1 et INH2, compatibles TTL et CMOS. L'entrée INH2 est du type "3-états", c'est-à-dire qu'elle peut prendre un niveau logique haut ("1"), un niveau logique bas ("0") ou se mettre à haute impédance.

Mode	INH1	INH2	V_{out2}	CC/CC
1	0	0	hors-fonction	INT.
2	0	haute imp.	V_{out2}	CONT.
3	0	1	V_{out2}	INT.
4	1	0	hors-fonction	INT.
5	1	haute imp.	5,0 V	CONT.
6	1	1	5,0 V	INT.

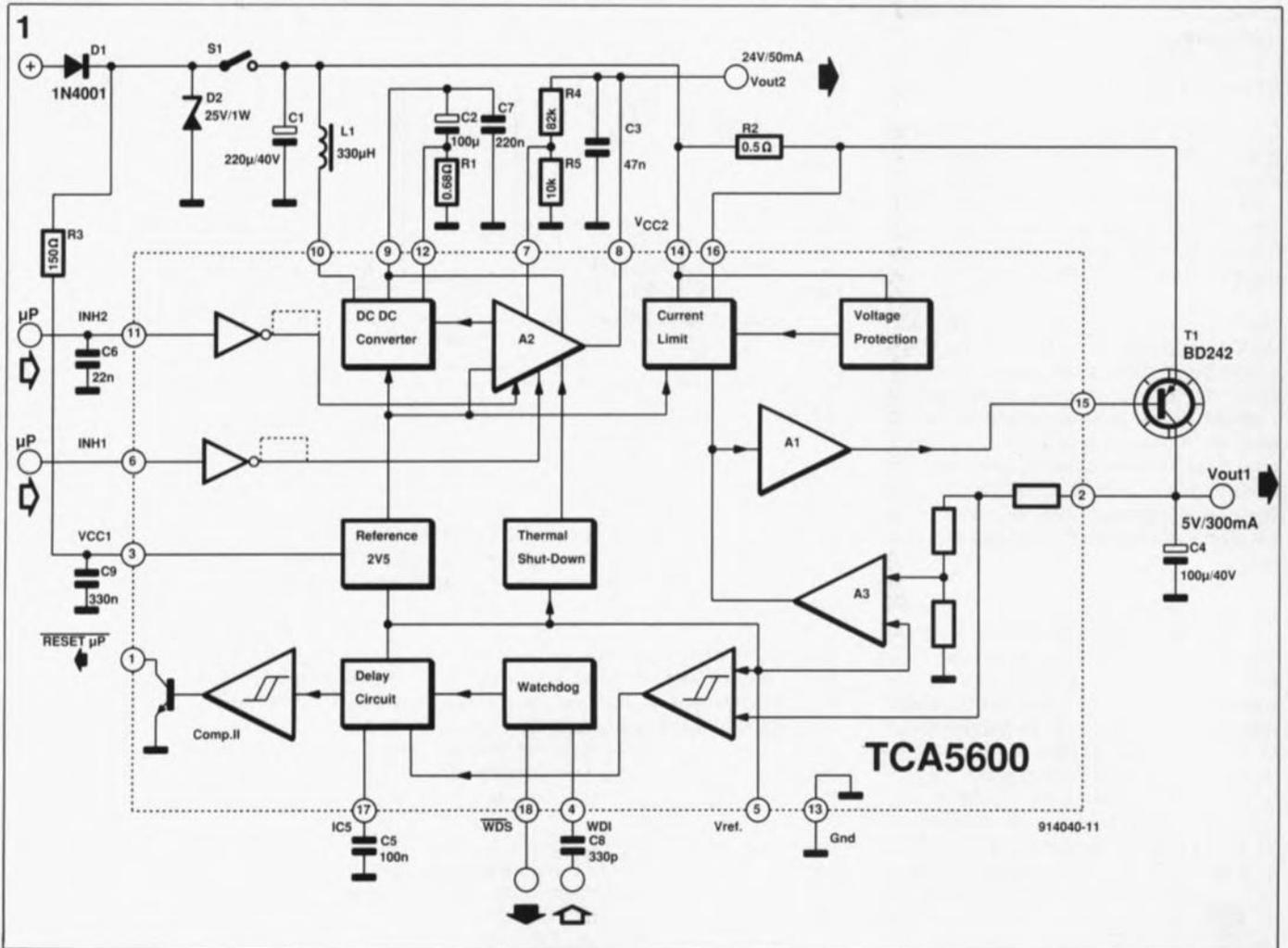
INT: Fonctionnement intermittent du convertisseur signifie que le convertisseur ne fonctionne que si $V_{CC2} < V_{out2} + 2,5 V$.

CONT: Le convertisseur charge le condensateur-tampon C2 à sa capacité maximale ($U = 33 V$), permettant une réponse rapide du régulateur V_{out2} lorsqu'il est mis à contribution par le logiciel.

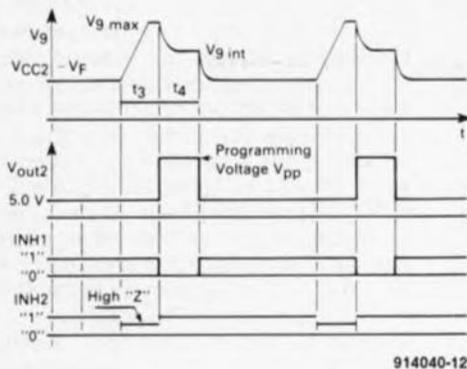
hors-fonction: Impédance élevée (résistance interne de 10 k Ω vers la masse).

Le convertisseur CC/CC et le régulateur de tension ajustable (A2) constituent une unité. Le convertisseur fait en sorte que la tension présente à la broche 9 du circuit intégré (l'entrée du régulateur A2) ait toujours une valeur telle que ce régulateur puisse fonctionner sans problème. La va-

leur exacte de cette tension dépend des signaux de commande, appliqués aux entrées INH1 (*INHibit 1*) et INH2 (*INHibit 2*) utilisées pour la commande du régulateur A2. Il existe au total une demi-douzaine de modes d'opération, énumérés dans le tableau 1.

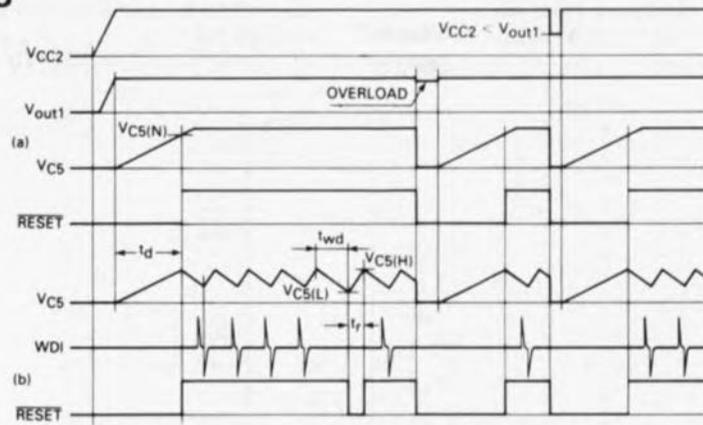


2



914040-12

3



(a) Watchdog inhibited, $\overline{WDS} = "1"$
(b) Watchdog operational, $\overline{WDS} = "0"$

914040-13

L'utilisateur a le choix entre 3 tensions de sortie (0 V, 5 V et V_{out2}), possibilités à combiner avec l'un des 2 modes de fonctionnement du convertisseur CC/CC (intermittent ou continu). Les tensions de sortie de 0 V et de 5 V se passent de commentaire. La valeur de la tension de sortie V_{out2} peut être réglée, à la valeur requise, pour la programmation d'une EPROM par exemple, par l'intermédiaire des résistances R4 et R5.

Un fonctionnement "intermittent" du convertisseur signifie qu'il n'entre en fonction que lorsque la tension d'entrée du convertisseur (V_{CC2}) est inférieure à la somme de la tension de sortie du régulateur A2 et de la chute de tension sur celui-ci (2,5 V environ).

En mode continu, le convertisseur reste actif jusqu'à ce que la tension à sa sortie (broche 9) ait atteint sa valeur maximale, à savoir 33 V. Ce dernier mode de fonctionnement est particulièrement pratique dans le cas d'une application accompagnée de crêtes de charges brèves, ou encore lorsqu'il faut augmenter la tension de sortie de A2, d'une valeur de base de 0 ou 5 V, à une valeur sensiblement plus élevée.

S'agissant, par exemple, de programmer une (E)EPROM, il est possible d'augmenter la tension d'entrée de A2, bien avant l'émission de l'impulsion de programmation.

Le chrono-diagramme de la **figure 2** montre clairement que, de cette manière, on obtient un passage de 5 V à la tension supérieure requise sans le moindre délai.

Le régulateur de tension fixe est de con-

Tableau 2.
Dimensionnement et temporisation

régulateur de tension ajustable:
 $R4 = (V_{out2} - 2,5) \cdot R5 / 2,5$,
 $R5 = 10 \text{ k}\Omega$.

limitation de courant:
 $R2 = 0,25 / I_{out1}$.

circuit de délai et watchdog:

remise à zéro lors d'une mise en fonction:

$$t_d = C5 \cdot 10^6 \text{ [s]}$$

temps mort du watchdog:

$$t_{WD} = t_d / 5 \text{ [s]}$$

remise à zéro par watchdog:

$$t_r = t_d / 50 \text{ [s]}$$

ception classique. Un amplificateur de différentiation compare la tension de sortie à la tension de référence à l'aide d'un diviseur de tension. Le résultat de cette comparaison sert à commander un transistor de puissance. Une résistance-série prise dans la ligne de l'émetteur du transistor de puissance introduit une limitation de courant. La tension de sortie du régulateur est appliquée également à un trigger de Schmitt qui vérifie qu'elle ne faiblit pas trop. Un niveau trop faible de la tension de sortie est signalé à un circuit de temporisation qui, à son tour, fait passer au niveau bas la sortie de remise à zéro du circuit in-

tégré. Cette astuce évite par exemple qu'un microprocesseur ne se comporte de façon bizarre suite à une tension d'alimentation anémique.

Ce circuit de retard, n'est pas le seul à empêcher un comportement bizarre du microprocesseur; il est secondé par le "watchdog". Si l'on veut tirer profit des possibilités de ce circuit "chien de garde", il faudra programmer le processeur de façon à ce qu'il envoie, à intervalle régulier, une impulsion vers l'entrée WDI (*WatchDog Input* = entrée du circuit *watchdog*, broche 4). Tant que le "chien de garde" reçoit ces impulsions, il "sait" que le programme se déroule correctement. Lorsqu'il n'arrive plus, dans le délai prévu, d'impulsion à l'entrée WDI - le programme s'est enfermé dans une boucle infernale par exemple - le circuit *watchdog* procède à une remise à zéro du processeur par l'intermédiaire du circuit de délai. Le niveau logique présent à la broche 18 ($\overline{WDS} = \text{WatchDog Select}$) du circuit intégré détermine si notre "chien de garde" est actif ou s'il dort sur ses 2 oreilles.

L'application d'un niveau logique bas à cette broche se traduit par l'entrée en fonction du circuit "watchdog".

Il nous reste, pour terminer, à mentionner que le circuit de temporisation se charge également d'une remise à zéro automatique lors de la mise en fonction du circuit, processus dont le résultat est que, lors d'une mise en service du circuit, le processeur démarre toujours son programme à l'endroit prévu.

076

INTERFACE RS-232 POUR PICO-ORDINATEUR

Après la période des mini-ordinateurs, puis celle des micro-ordinateurs, nous voici, presque logiquement (il aurait fallu passer par l'étape des nano-ordinateurs, mais ce nom ayant été déposé, les plus anciens se souviendront sans doute du Nano-Computer à Z-80), aux pico-ordinateurs, ceux que l'on met dans la poche de son veston.

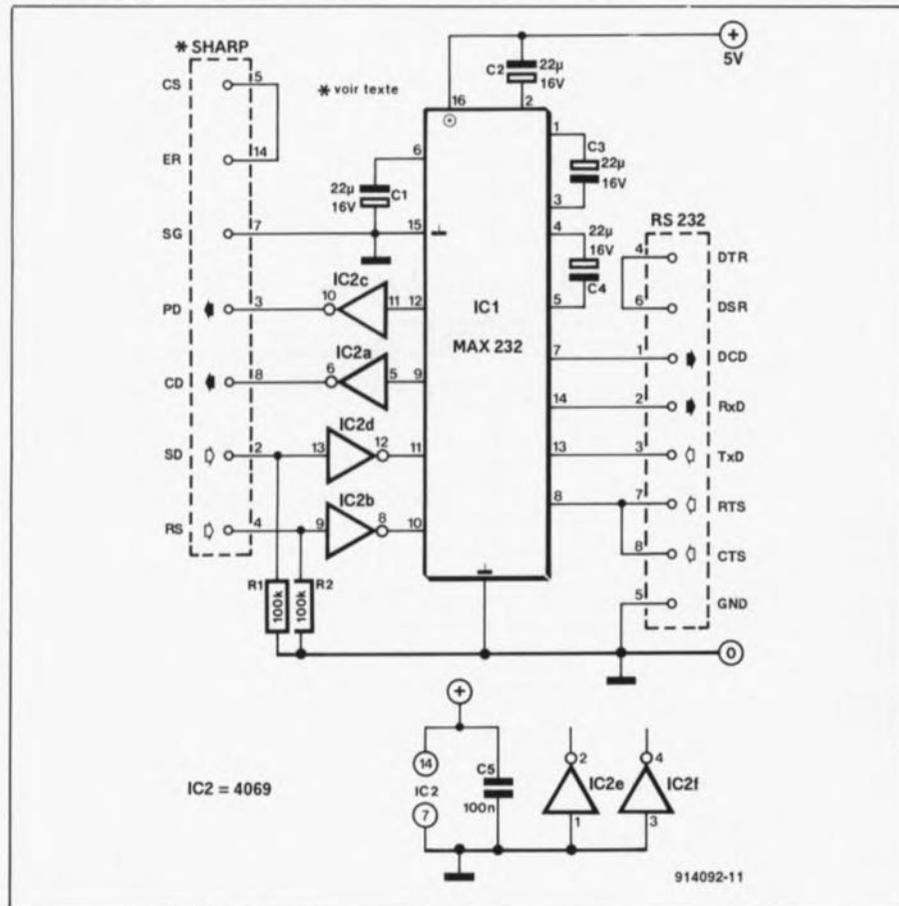
Cette nouvelle génération d'ordinateurs portatifs présente cependant un gros inconvénient, celui de ne pas être conçue pour les (gros) doigts masculins. Pour d'autres raisons encore, mémoire limitée, touches minuscules, la programmation de ce type de portables est une opération à réserver à ceux qui ne savent pas quoi faire d'autre, lors d'une "promenade" en

TGV ou dans un avion d'une compagnie quelconque — pas de publicité gratuite cette fois.

Un certain nombre d'ordinateurs de poche programmables en BASIC, comportent une interface à laquelle peut être connectée une interface spécifique pour lecteur de cassettes. Cette interface sérielle répond, du point de vue du logiciel, au proto-

cole RS-232, mais utilise d'autres niveaux (CMOS), qui, de plus sont inversés. Certains nouveaux modèles en sont eux aussi encore là. Quel est le possesseur

d'une telle "calculette de luxe" à n'avoir jamais envisagé d'écrire un programme sur son PC, pour, ensuite, le transférer sur son "Pocket"



Un circuit additionnel relativement simple permet de réaliser ce rêve. Un convertisseur de niveau du type MAX232 associé à 4 inverseurs tirés d'un 4069, 4 condensateurs de 22 µF, un condensateur de découplage et 2 résistances, il n'en faut pas plus. Les signaux présents aux sorties du portable de Sharp, puisque c'est de lui qu'il s'agit ici, SD (TxD) et RS (RTS) sont inversés et amenés aux normes RS-232 par le MAX232. Dans la direction de transfert inverse, ce sont les lignes RD (RxD) et CD (CDC) qui sont concernées. Il reste à interconnecter, du côté de l'ordinateur de poche, les broches CS (CTS) et ER (DTR), et du côté du PC, d'une part les lignes DRS et DTR et de l'autre RTS et CTS.

Comme le circuit consomme quelque 30 mA à une tension de 5 V, on peut envisager sans inquiétude de tirer son alimentation de celle de l'ordinateur.

Il existe un petit problème éventuel: le pas de 1,27 mm du connecteur n'est pas courant. Certains magasins de composants électroniques possèdent des connecteurs présentant le pas indiqué, seul le nombre de broches ne convient pas. Une seule solution: un coup de scie.

Nous avons testé le circuit sous protocole XON/XOFF, 2 400 bauds, parité paire, 8 bits de données et un bit d'arrêt.

Nous avons rencontré quelques problèmes aux vitesses de transfert plus élevées.

Pour configurer l'interface série du Sharp on fera:

OPEN "COM:2400,E,8,1A,L,&H1A,X,N":
CLOSE.

S. Schmid

SIMCAD

Elektor n°154, avril 1991, page 21

Certains des problèmes rencontrés lors de l'utilisation de SIMCAD avec un 8052 peuvent être résolus en reliant sa broche 31 de ce circuit au plus non pas via une résistance de forçage au niveau haut de 10 k Ω mais directement, ce que l'on peut réaliser par exemple par la mise en place, côté pistes, d'un strap reliant le point A à la borne du condensateur C7 située tout près de IC8.

avril 1992

Interface RS-232 pour pico-ordinateur

Elektor n°157/158, juillet/août 1991, page 97

D'après les informations glanées à gauche et à droite, cette interface ne travaille correctement qu'avec les PC1403H et PCE500. Notons en outre que la ligne de configuration comporte une erreur: il manque une virgule:
OPEN "COM:2400, E, 8, 1, A, L, &H1A, X, N":CLOSE

Le mois prochain:

- un récepteur 2 mètres,
- l'ultime carte Z80,
- les symboles IEC
- la 7^e et dernière partie du cours μ C8051 & assembleur
- un affichage à LCD pour le L/C-mètre
- un séquenceur de mise sous tension secteur
- un convertisseur de tension CMOS

voici quelques-uns des articles que vous pouvez vous attendre à découvrir dans le numéro de mai 1992.

LE
TO
RIT

Il serait peut-être plus exact de parler de boîte à musique programmable. Grâce à la technologie moderne, qui ne cesse de repousser la miniaturisation au-delà de ses limites, il est devenu possible d'intégrer de nombreuses fonctions dans un seul circuit intégré peu coûteux et de dimensions très faibles. Cette remarque s'applique sans le moindre doute au UM3511A, un circuit permettant de réaliser un petit orgue électronique.

Sa mémoire interne peut même stocker

une mélodie comportant jusqu'à 47 notes pour la reproduire ensuite. On a aussi, outre la possibilité de composer une mélodie soi-même, la possibilité de choisir l'une des 15 mélodies préprogrammées présentes dans le UM3511A (**tableau 1**).

Le schéma de l'orgue compact est relativement simple. Les 16 touches que comporte la claviers sont montées sous forme de matrice 4 x 4. Le circuit intégré scrute cette matrice en permanence; lors d'une action sur une touche celle-ci est décodée

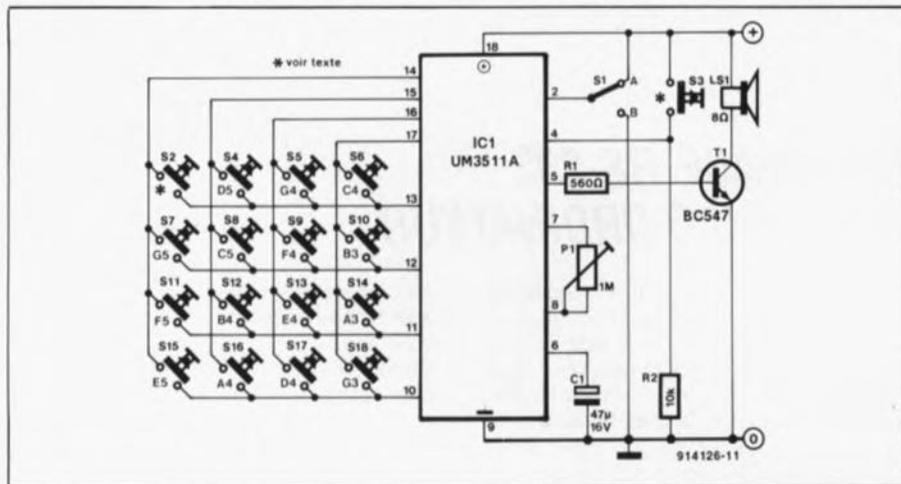


Tableau 1. Mélodies préprogrammées du UM3511A.

1. Hush little baby
2. Twinkle twinkle little star
3. London bridge is falling down
4. Dream of home and mother
5. Christmas carol
6. Are you sleeping
7. The farmer in the dell
8. In a Persian market
9. Mary had a little lamb
10. Long long ago
11. Santa Lucia
12. Little brown jug
13. Butterfly
14. The train is running fast
15. Close encounter of the third kind

par le circuit intégré et produit, par l'intermédiaire d'un étage à transistor et d'un haut-parleur, la note correspondante.

Les fréquences exactes des notes dépendent de la fréquence d'horloge, qui est ici de 64 kHz. La résistance ajustable prise entre les broches 7 et 8 du UM3511A sert à ajuster la fréquence, permettant ainsi d'accorder l'orgue avec un autre instrument -il est préférable d'éviter les cacophonies.

Tant que le niveau logique présent à la broche 2 du circuit est bas –l'inverseur S1 a été basculé sur la position B–, il est pos-

sible de stocker une mélodie dans la mémoire.

Une action sur le bouton S2 (*Replay*) se

traduit par la reproduction de la mélodie stockée en mémoire.

Le bouton-poussoir S3 sert à appliquer un niveau haut à la broche 4, ce qui se traduit par la remise à zéro du circuit et l'effacement de la mémoire.

Si l'on veut écouter l'une des mélodies préprogrammées, il faudra mettre l'inverseur S1 en position A et appuyer sur l'une des touches S4 à S18.

A.B. Tiwana

Tableau 2. Correspondance entre les notations anglo-saxonne et françaises.

A ₃ = la ₃ = 220 Hz	A ₄ = la ₄ = 440 Hz	
B ₃ = si ₃ = 246,9 Hz	B ₄ = si ₄ = 494 Hz	
	C ₄ = do ₄ = 261,6 Hz	C ₅ = do ₅ = 523,2 Hz
	D ₄ = ré ₄ = 293,6 Hz	D ₅ = ré ₅ = 587,3 Hz
	E ₄ = mi ₄ = 329,6 Hz	E ₅ = mi ₅ = 659,2 Hz
	F ₄ = fa ₄ = 349,2 Hz	F ₅ = fa ₅ = 698,5 Hz
G ₃ = sol ₃ = 196 Hz	G ₄ = sol ₄ = 392 Hz	G ₅ = sol ₅ = 784 Hz

Certaines valeurs sont légèrement arrondies.

COMMANDE DE MOTEUR EN LARGEUR D'IMPULSION

L'étage de puissance de cette commande de moteur est dérivée de la **commande bidirectionnelle de moteur** (montage n°9) décrite dans le Hors-Gabarit de l'année dernière ('90).

Nous l'avons doté de 2 FET servant d'étages de commande et de quelques diodes d'arrêt (dites "freewheel" = roue libre) additionnels.

Ces diodes n'assurent pas uniquement une fonction de protection des transistors de puissance contre les crêtes inductives; sachant que l'énergie produite est évacuée, elles servent également à produire une sorte de freinage électrique du moteur.

Il devient possible, avec cet étage de puissance, de travailler en mode 4 quadrants (rotation à gauche, rotation à droite, freinage à gauche, freinage à droite).

La commande de l'étage de puissance se fait par l'intermédiaire d'un régulateur de largeur d'impulsion, de sorte que le régime du moteur est réglable lui aussi. Le régulateur de largeur d'impulsion peut être commandé soit manuellement soit à l'aide d'un système à microprocesseur (dans ce cas-là, les inverseurs et le potentiomètre sont remplacés respectivement par les lignes d'Entrées/Sorties et un convertisseur N/A).

Le coeur du régulateur de largeur d'impulsion est un double temporisateur, IC1, un 556. IC1a est monté en multivibrateur astable et sert à définir le rythme de travail du régulateur de largeur d'impulsion.

La mise à la masse de l'entrée de remise à zéro de IC1a - soit par S1, soit à l'aide d'un ordinateur - permet l'arrêt du moteur. Le signal de sortie de IC1a sert et à remettre IC1b à zéro (broche 4) et à déclencher ce temporisateur (broche 6).

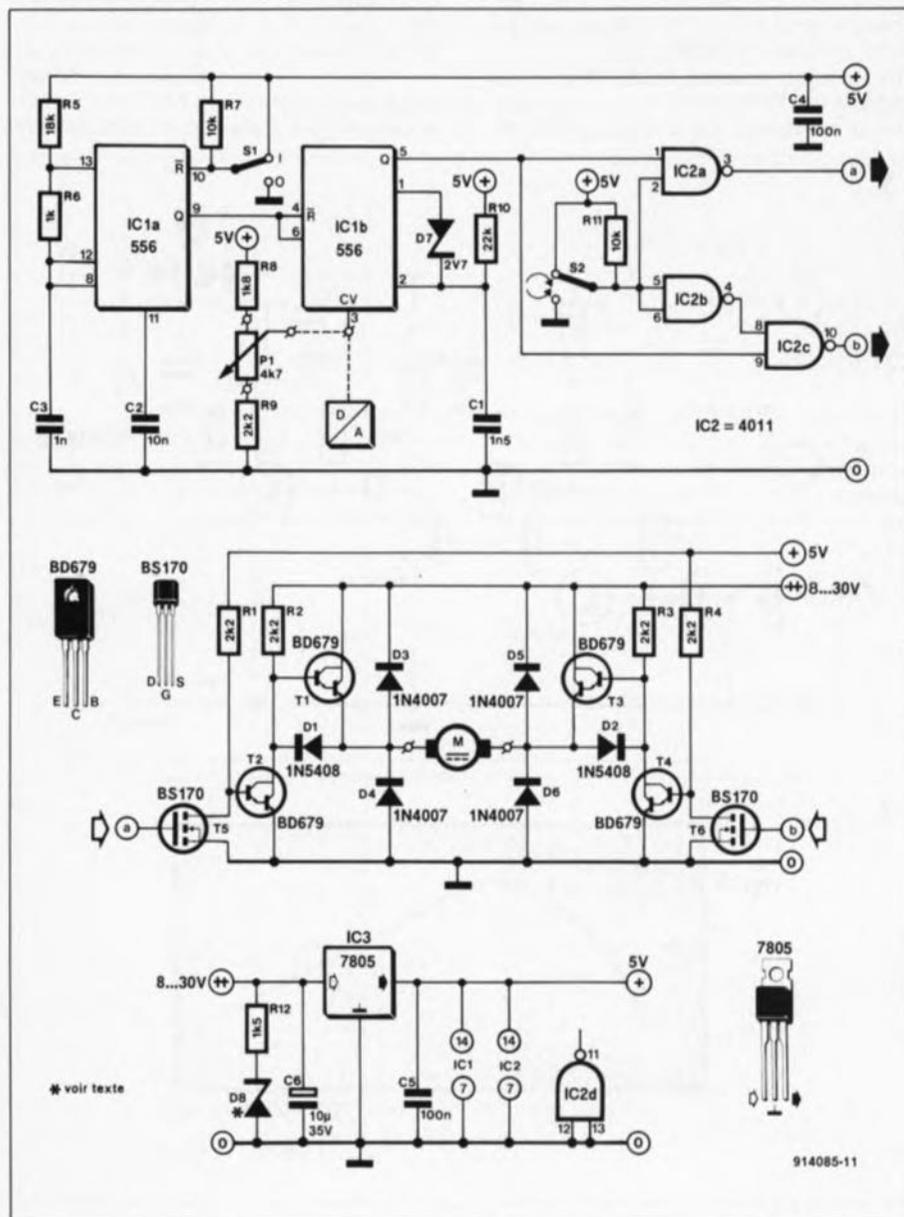
La durée de l'impulsion produite par le monostable IC1b dépend de la tension présente à la broche 3. Cette tension va nous servir à commander le régime du moteur. Le signal de sortie de IC1b attaque ensuite les portes NAND IC2a à IC2c utilisées pour déterminer le sens de rotation du moteur (S2).

fonction du type de moteur utilisé, sachant, qu'en raison du type de régulateur intégré utilisé, elle doit impérativement se trouver entre 8 et 30 V. La diode zener D8 prendra une valeur qui se situe légèrement en-dessous de la valeur de la tension que l'on applique au régulateur intégré. Cette diode permet l'évacuation de l'énergie produite lors du freinage, si tant

est qu'elle ne soit pas utilisée par le régulateur de tension.

Le montage pourra se voir connecter des moteurs consommant un courant inférieur ou égal à 3 A. La commande proprement dite ne draine qu'un courant de 20 mA.

B. Agater



La tension d'alimentation du montage est

079

AMPLIFICATEUR UHF

Si, bien que vous possédiez une antenne superbe haute comme la tour Montparnasse (et donc utilisant un câble coaxial d'une longueur extrême), la réception des émissions télévisées reste misérable, nous avons de quoi mettre fin à votre désespoir. L'amplificateur UHF, décrit ici, mettra fin à ce genre de situations problématiques.

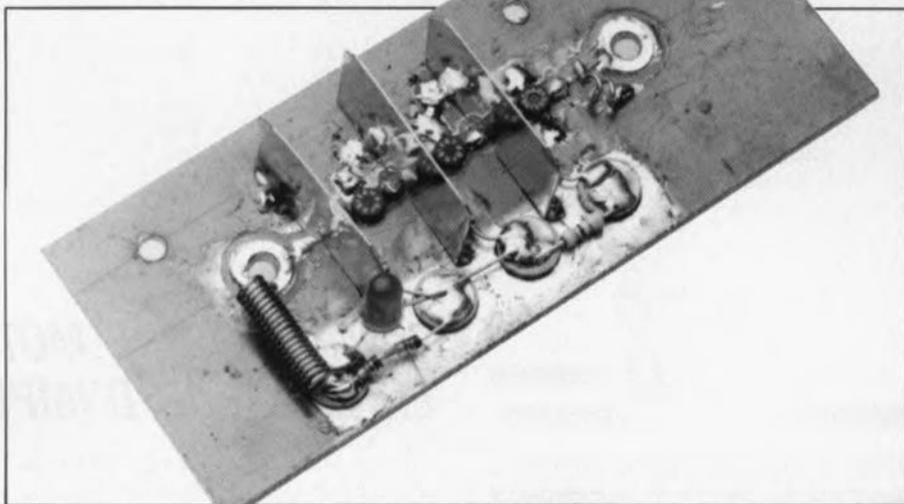
On notera que l'obtention de la meilleure efficacité exige que cet amplificateur soit disposé le plus près possible de l'antenne, à son pied de préférence.

L'entrée de l'amplificateur est conçue de façon à ce que l'on puisse utiliser le câble de l'antenne pour l'application de la tension d'alimentation.

À une fréquence de 400 MHz, le montage fournit un gain de plus de 40 dB; à 800 MHz ce gain est toujours encore de 20 dB.

Le premier étage, réalisé autour d'un BFG 65, se caractérise par un niveau de bruit intrinsèque faible (1,8 dB). Il est possible de remplacer le BFG 65 par un transistor du type 2SC3358.

Les 2 étages suivants, basés chacun sur un transistor BFR 91A, sont en fait des étages de puissance. On notera qu'il est im-



possible d'utiliser ici un BFR 91B en raison, des caractéristiques de puissance très différentes de ce transistor.

Les 2 bobines à air, L1 et L2, ont une section interne de 3 mm. L1 consiste en 2 spires de fil de cuivre émaillé de 0,5 mm de section; L2 en 20 spires du même fil, ce qui correspond à une inductance de 1 μ H environ. Comme le courant d'alimentation circulant dans ces bobines a une intensité de 50 mA environ, il ne saurait être

question d'utiliser ici du fil de cuivre émaillé de section plus faible.

Exception faite des condensateurs disque C6 à C9, tous les autres condensateurs de couplage (C1 à C5) utilisés sont en version CMS (Composant pour Montage en Surface).

Il faudra régler individuellement, par l'intermédiaire de leur résistance collecteur/base propre (R1, R4 et R6 respectivement) chacun des étages amplificateurs. Si, lors des mesures, on obtient une valeur différente, s'éloignant trop des valeurs de référence indiquées ci-dessous, il faudra impérativement remplacer la résistance concernée par une résistance de valeur convenable (selon le cas moindre ou plus importante).

Liste des composants

Résistances:

- R1 = 180 k Ω *
- R2 = 680 Ω
- R3 = 47 Ω
- R4 = 68 k Ω *
- R5 = 330 Ω
- R6 = 47 k Ω *
- R7 = 220 Ω

Condensateurs:

- C1 à C4 = 4pF7 CMS
- C5 = 100 pF CMS
- C7 à C9 = 1 nF disque

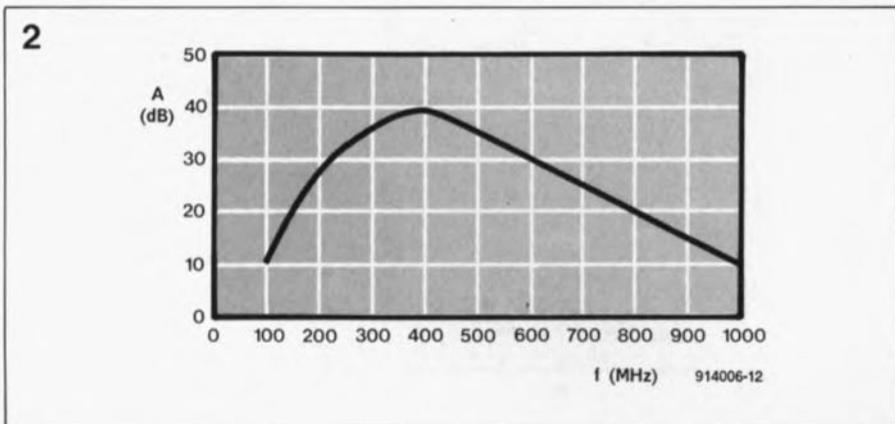
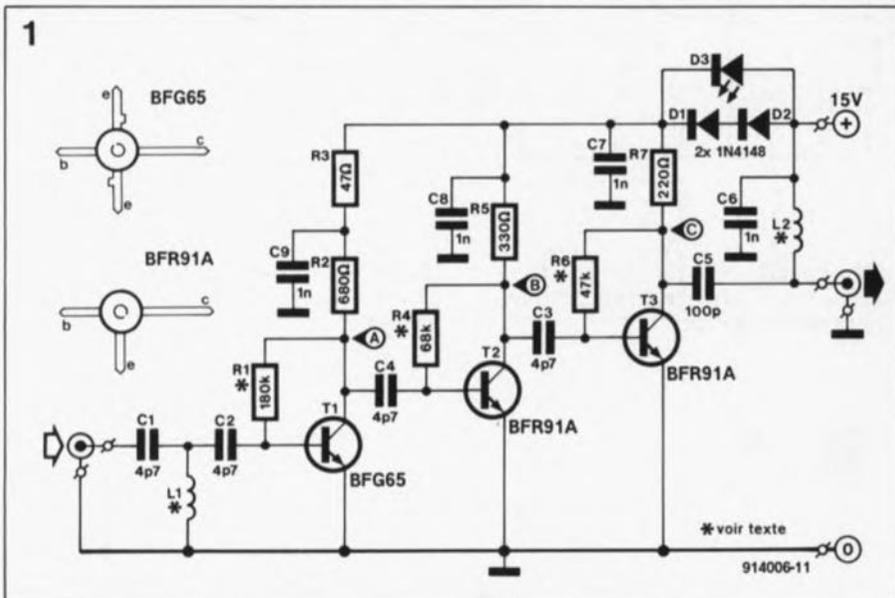
Semi-conducteurs:

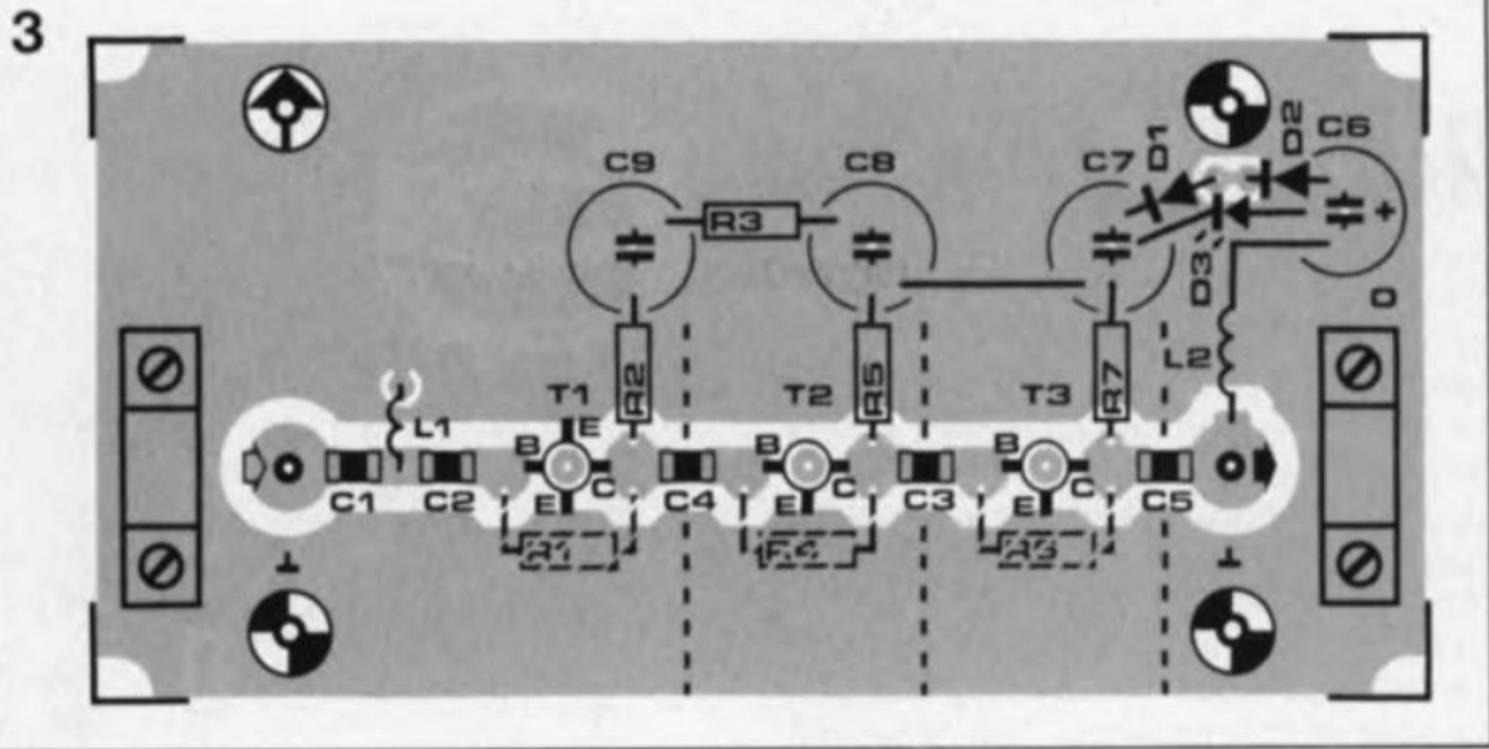
- D1, D2 = 1N4148
- D3 = LED
- T1 = BFG 65 (ou 2SC3358)
- T2, T3 = BFR 91A*

Divers:

- L1 = bobine à air, section interne 3 mm, 2 spires de fil de cuivre émaillé de 0,5 mm de section
- L2 = bobine à air, section interne 3 mm, 20 spires de fil de cuivre émaillé de 0,5 mm de section

* voir texte



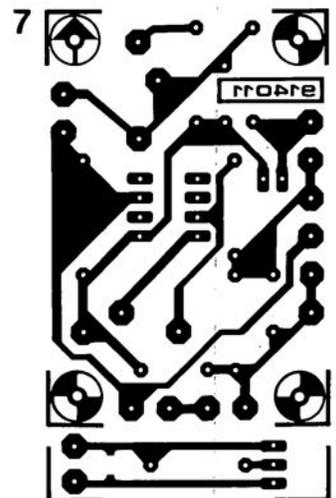
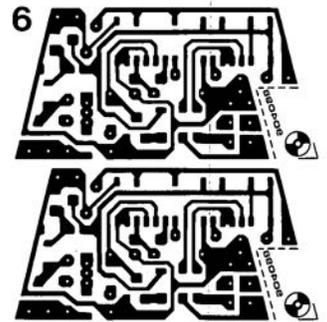
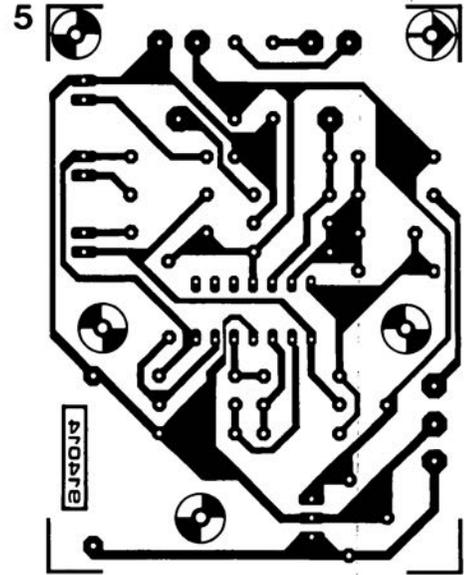
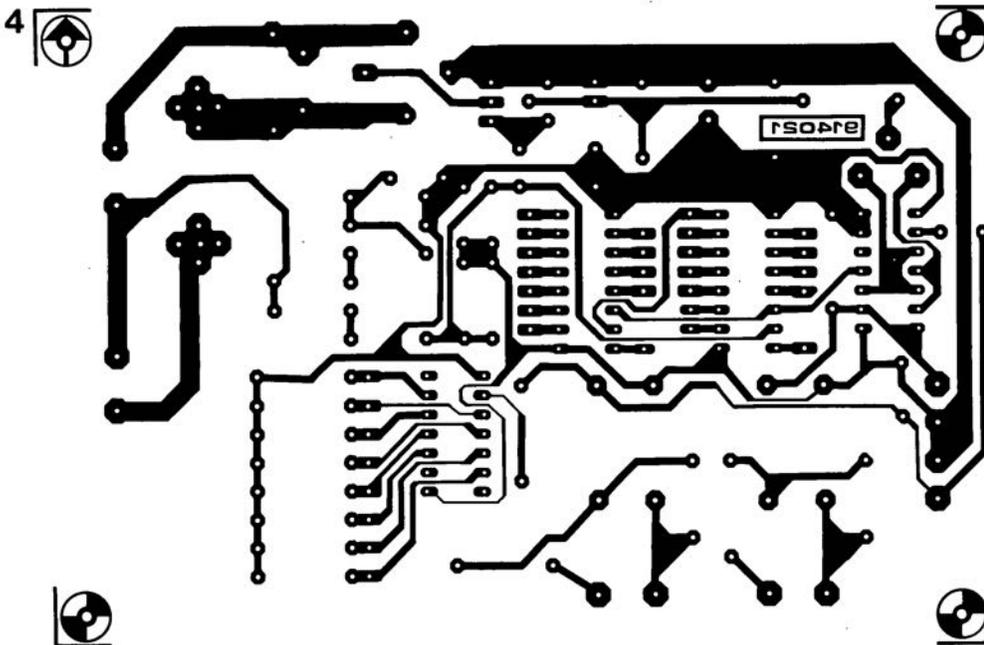
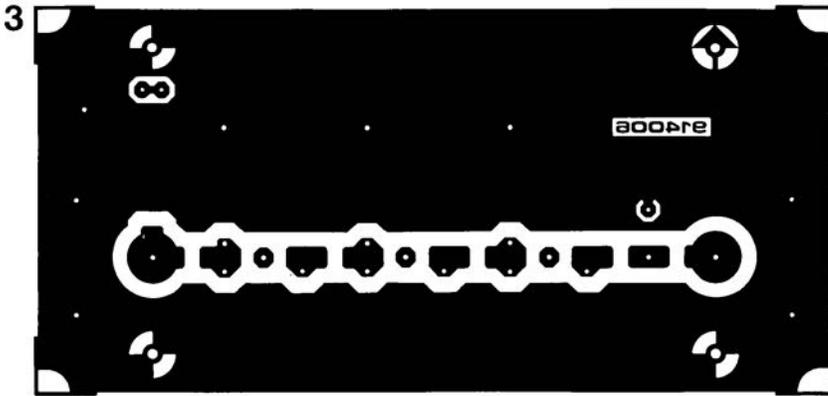
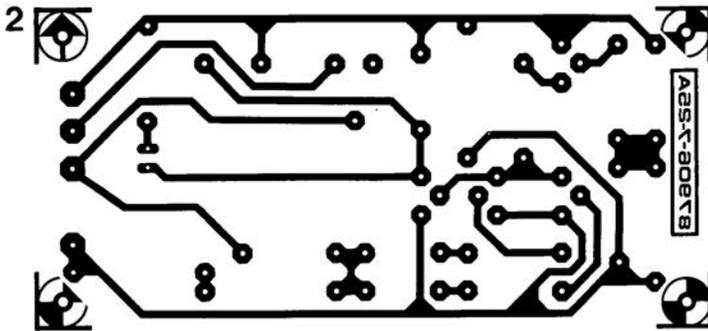
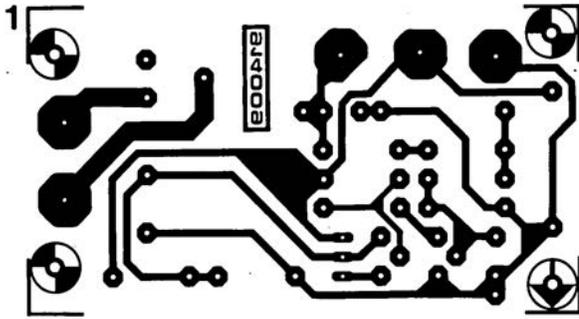


À une tension d'alimentation de 15 V, le courant circulant dans T1 doit être de 7 mA environ, correspondant à la présence d'une tension de 9,27 V sur le point de mesure **A**. Dans le cas du second et du troisième étage, le courant doit prendre une intensité comprise entre 20 et 25 mA, valeur qui se traduit par une tension de 8,58 V au point de mesure **B** et de 8,52 V au point de mesure **C**.

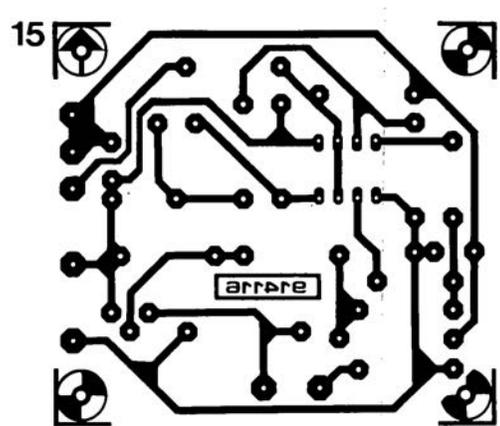
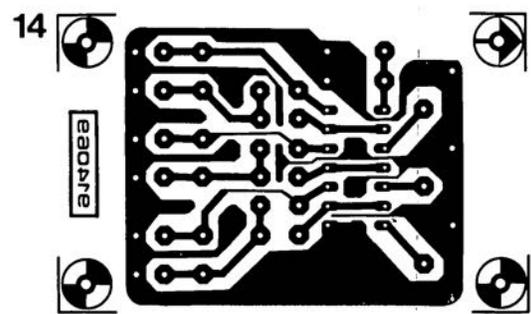
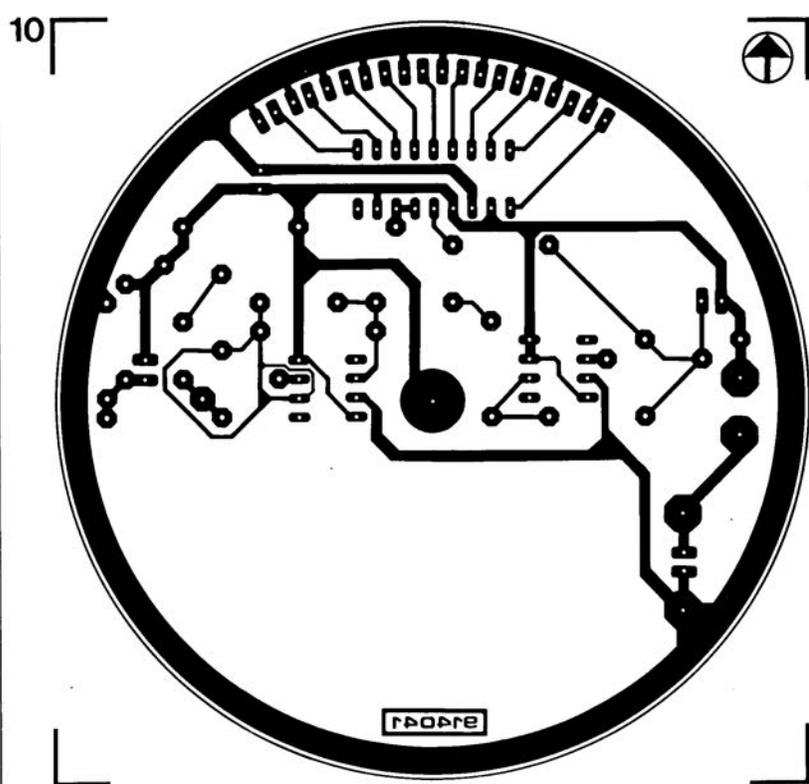
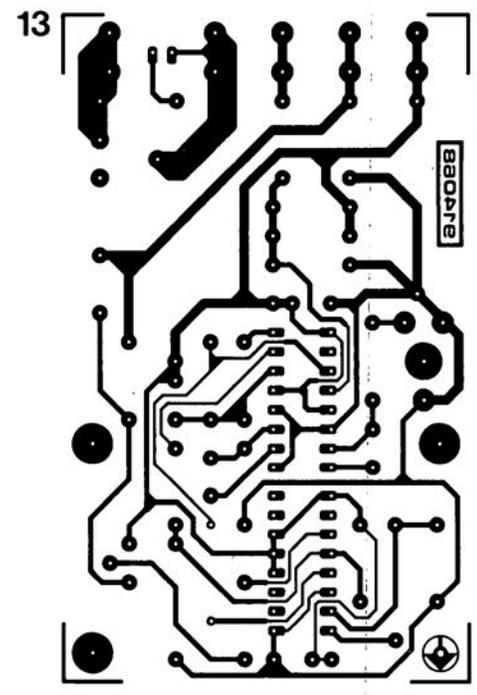
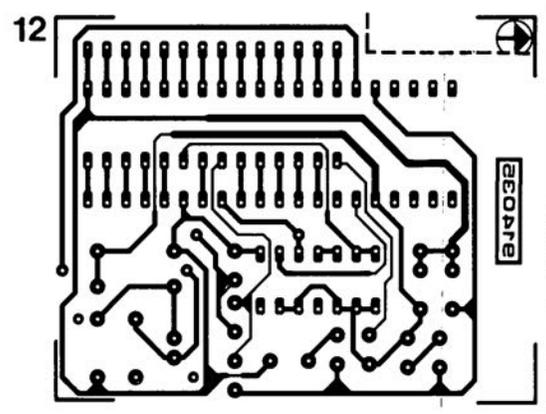
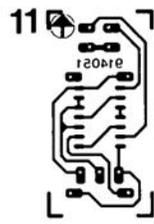
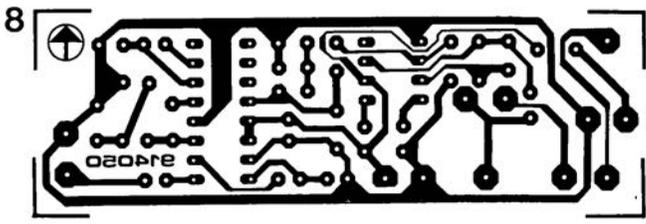
On notera que le boîtier à utiliser pour "loger" ce montage doit empêcher toute infiltration **et** de hautes fréquences, **et**, si tant est qu'il soit installé "en plein air", d'eau (pluie, buée et autre rosée). L'utilisation d'un boîtier métallique de bonne qualité s'impose.

SERVICE

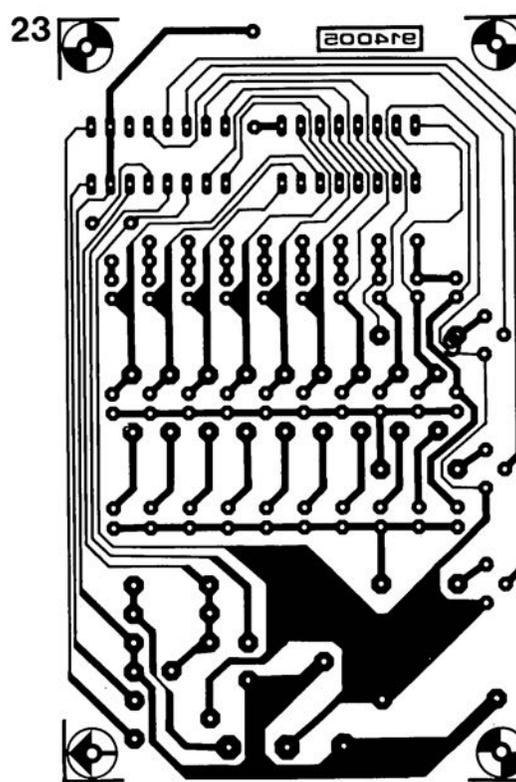
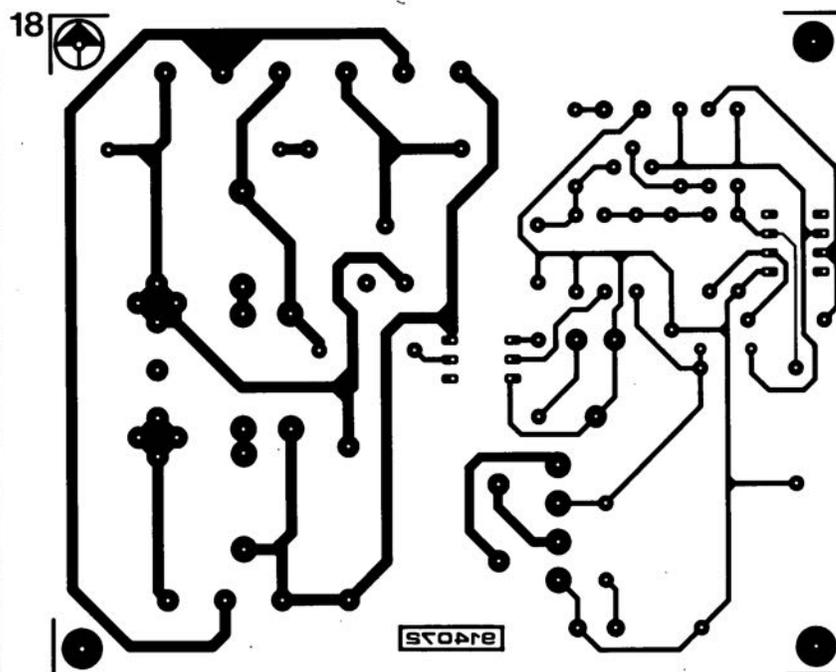
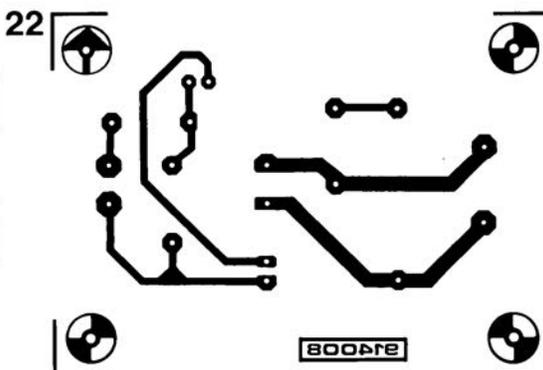
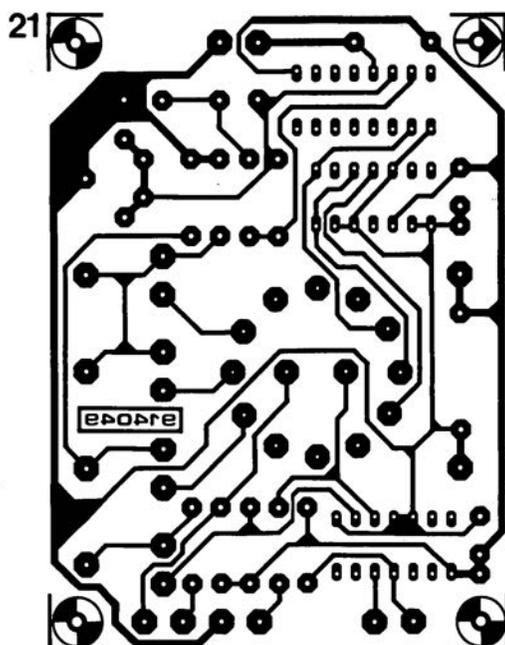
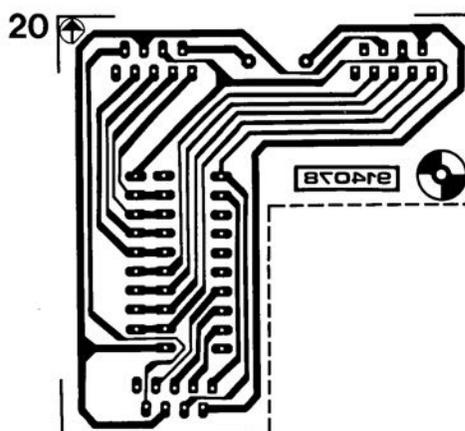
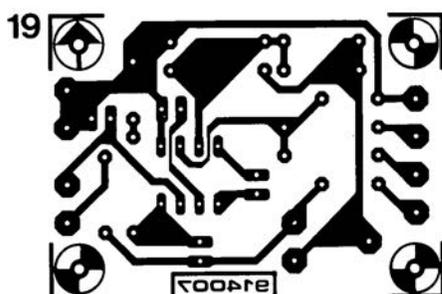
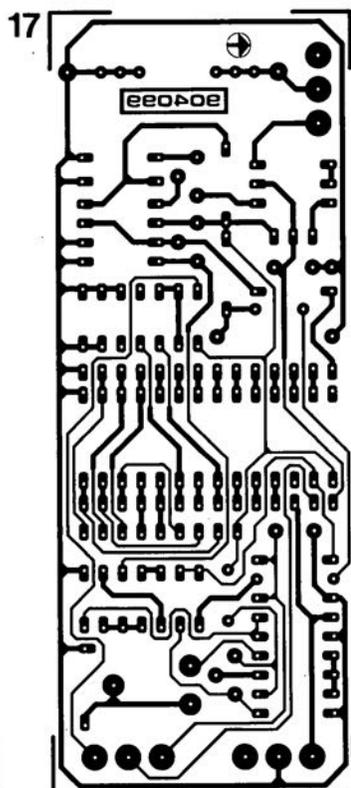
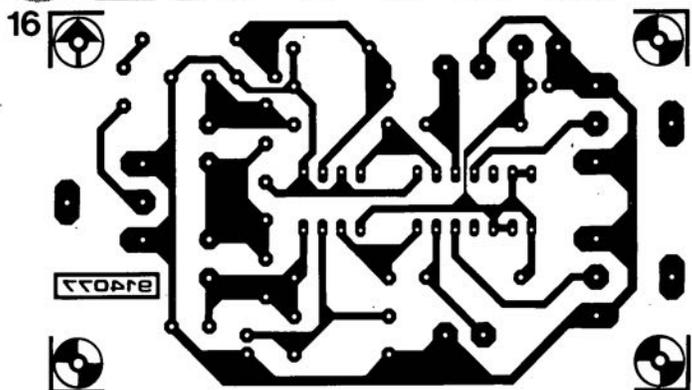
- 1 Commande de lave & essuie-glace
- 2 Protection CC pour haut-parleur
- 3 Amplificateur UHF
- 4 Temporisateur universel
- 5 Indicateur C-D-S pour batterie de voiture
- 6 Inverseur de sens de circulation (2x)
- 7 Module thermométrique LD
- 8 S-mètre pour récepteur à ondes courtes
- 10 Indicateur de puissance de champ: composants
- 11 Indicateur de puissance de champ: plan de masse
- 12 Accélérateur vidéo pour Archimedes
- 12 Adaptateur 1 Mbit pour programmeur d'EPROM
- 13 Circuit de commande automatique pour ventilateur d'automobile
- 14 Triple oscillateur HCMOS à quartz
- 15 Indicateur de crête



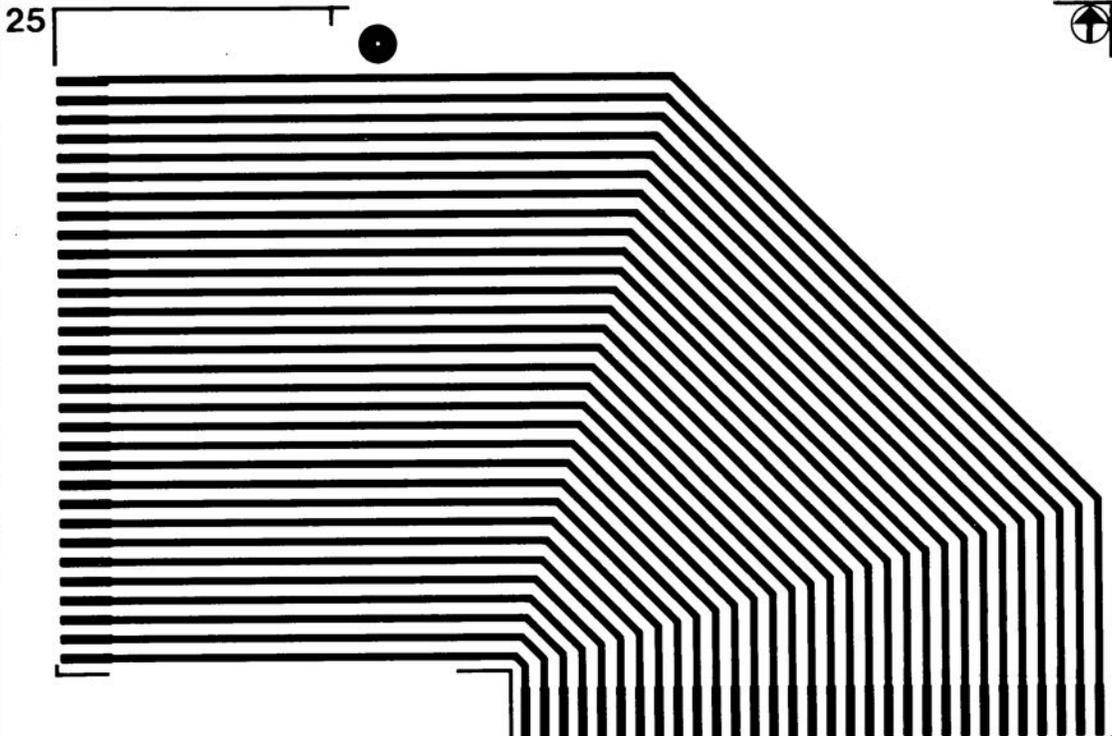
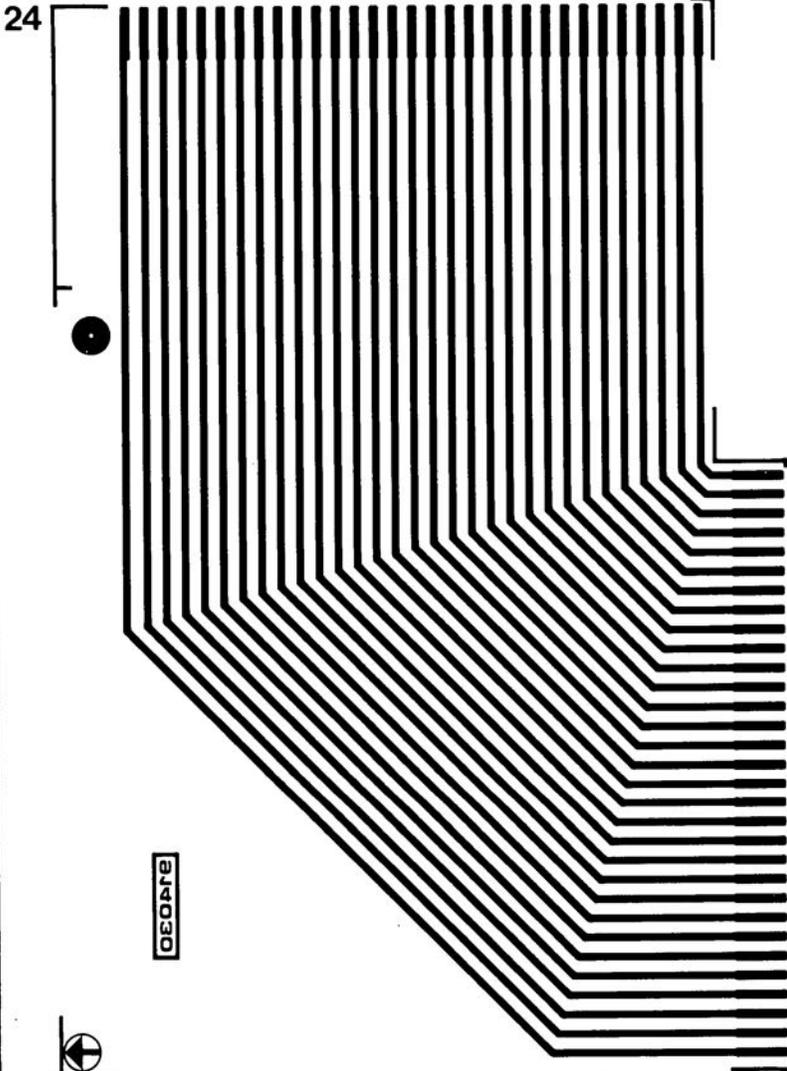
SERVICE



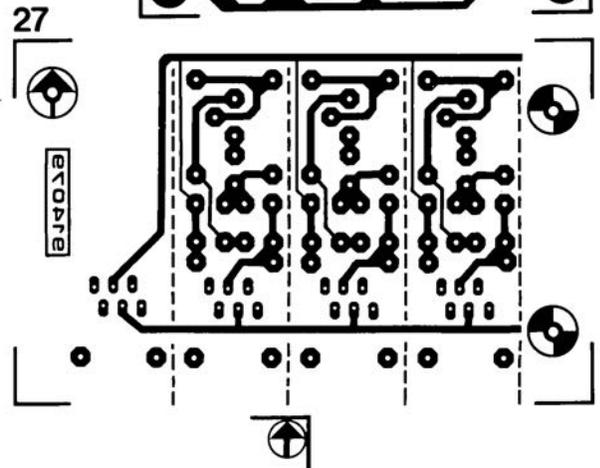
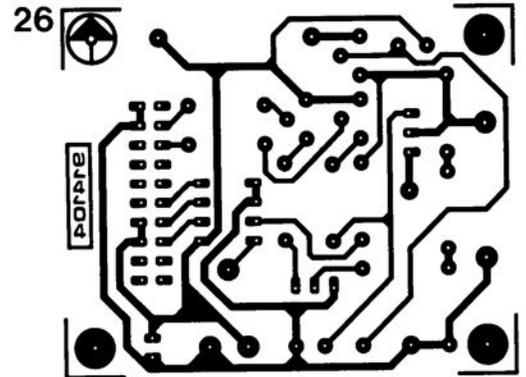
SERVICE



SERVICE



- 16 Séparateur de signaux de synchronisation
- 17 Émulateur de 2764
- 18 Interrupteur-esclave 220 V Version 2.0
- 19 Pont de Wien à alimentation symétrique
- 20 Commutateur souris-manche automatique pour Amiga
- 21 Capacimètre pour petits condensateur
- 22 Relais de sécurité électronique
- 23 Voltmètre numérique à LED
- 24 Carte d'extension de bus pour PC: recto
- 25 Carte d'extension de bus pour PC: verso
- 26 Le SCALP en testeur de capacité d'accu CdNi
- 27 Central téléphonique



RÉGULATEUR DE TENSION POUR AUTO RÉTRO

Sur certains modèles de voiture assez anciens, la tension de charge de la batterie fait appel à un régulateur mécanique qui prend la forme d'un circuit à relais mettant en et hors-circuit l'enroulement du stator du générateur de tension alternative. Une telle régulation présente bien évidemment certains inconvénients, tels que fatigue prématurée, avec pour corollaire, une destruction tout aussi précoce, régulation imprécise, sensibilité trop importante aux variations de la charge, etc.

Le schéma présenté ici constitue une sorte d'alternative électronique au régulateur mécanique. Le fonctionnement est exactement le même, à ceci près qu'il n'y a plus de pièces mobiles et que les points de commutation sont bien plus précis. On dispose en outre, grâce à la présence d'une connexion additionnelle vers la batterie, d'une mesure de la tension de la batterie; ainsi, les pertes de tensions introduites par le câble allant à la batterie ne sont pas prises en compte; la durée de vie de celle-ci en est fortement accrue.

Le régulateur électronique n'est, à y regarder de près, rien de plus qu'un compara-

teur comparant en permanence la tension aux bornes de la batterie à une tension de référence. Le comparateur attaque lui un transistor de puissance qui met la génératrice en et hors-fonction.

Intéressons-nous à la connexion du montage: le point **Z2** est relié au contact, le point **Z3** à l'enroulement du stator, le point **Z1** étant lui relié au pôle plus de la batterie.

Un diviseur de tension constitué par P1/R1/R2 abaisse la tension à quelque 5 V; cette tension est ensuite appliquée à l'entrée non-inverseuse de l'amplificateur opérationnel monté en trigger de Schmitt, IC1. On dispose à l'entrée inverseuse d'une tension de référence de 5 V fournie par un régulateur de tension du type 78L05 (IC2). La sortie du comparateur commande le transistor de puissance T1, via les transistors T2 et T3. La LED D2 sert uniquement à visualiser le fonctionnement du circuit, la diode d'arrêt D1 servant à la protection du circuit.

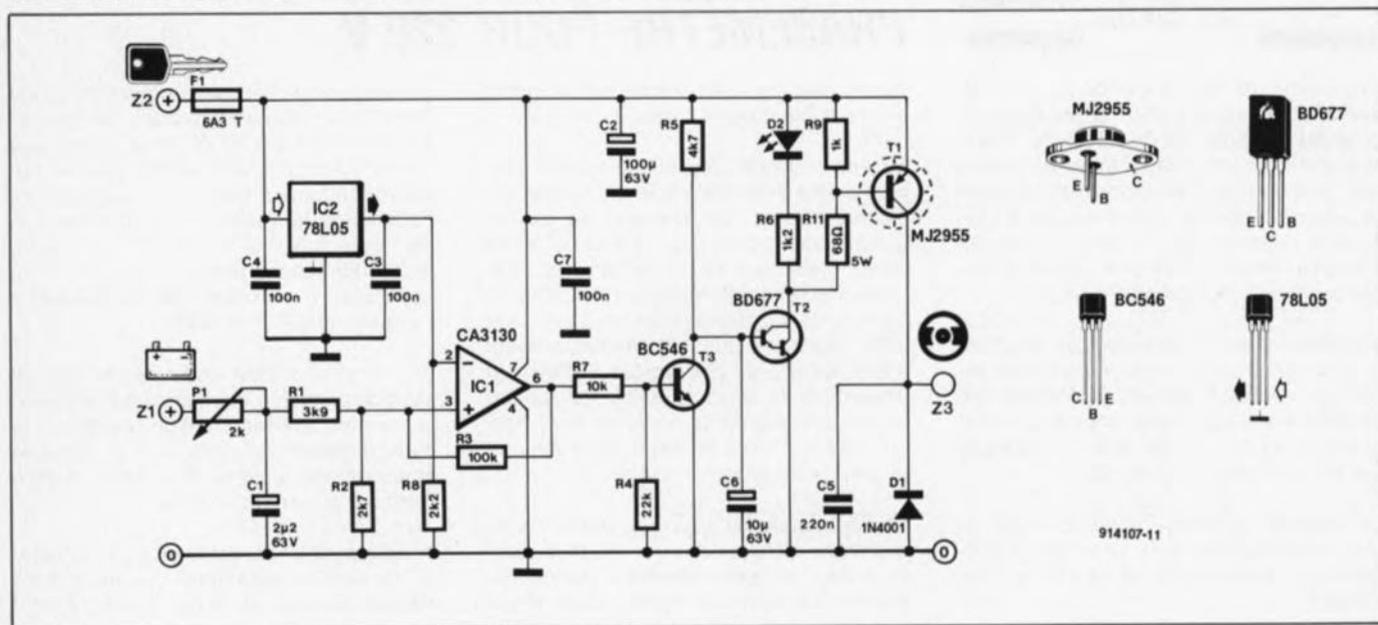
Le condensateur C6 amortit les flancs raides qui naissent lors de la commutation

de T1, ce qui diminue la production d'harmoniques et partant les parasites à la réception stations émettant sur ondes moyennes (P.O.).

Le réglage est simple. On prend, entre la sortie **Z3** et la masse, soit une ampoule de 12 V, soit une résistance de puissance (15 Ω/10 W). On connecte à l'entrée **Z1** une alimentation réglable et un multimètre. On ajuste ensuite la tension appliquée à l'entrée **Z1** à 14,3 V et on joue sur le potentiomètre P1 jusqu'à obtenir l'extinction de l'ampoule. Si maintenant on abaisse très progressivement la tension appliquée à l'entrée, on devrait voir l'ampoule se rallumer à une tension de 13,9 V.

On pourra fort bien envisager d'implanter ce montage dans un boîtier en aluminium ce qui permettra d'utiliser celui-ci comme radiateur pour le MJ2955. On pourra ensuite assurer l'étanchéité de l'ensemble à l'aide d'un joint de mastic/colle aux silicones.

R. Lucassen



081

Des recherches scientifiques concernant l'intelligence humaine ont prouvé qu'il existe une relation pratiquement linéaire entre l'activité cérébrale d'un sujet et son Q.I. (Quotient Intellectuel). À l'image de la plupart des découvertes importantes, cette relation semble presque "aller de soi". Il est sûr et certain que si l'on ne pense pratiquement pas... il ne se passe pas grand-chose (c'est très exactement ce qu'aurait dit Mr. de Lapalisse s'il avait été au courant!).

Il est heureusement plus facile de mesurer l'activité du cerveau que les courants telluriques. Cela fait de nombreuses années que l'on sait mesurer les ondes α et β produites par le cerveau.

Elektor a déjà publié un certain nombre de schémas permettant la détection des dites ondes. Cependant, sachant que nous ne sommes pas intéressés, pour déterminer le niveau de l'intelligence d'une personne — car, c'est paraît-il de cela qu'il s'agit lorsque l'on mesure le Q.I. — par un type d'onde particulier, nous pouvons faire appel à un montage beaucoup plus simple pour mesurer l'activité cérébrale en général.

Nous sommes en présence d'un montage en pont qu'il faudra équilibrer (mise à zéro) à un moment d'activité cérébrale la plus faible possible. Une fois cet étalonnage effectué, le débattement de l'instrument indique, lors d'une période d'activité cérébrale intense, quel est le quotient intellectuel (relatif) du sujet.

Comme le montre l'examen du schéma, le Q.I.-mètre se résume à quelques résistances, un galvanomètre et quatre électrodes — dont deux sont interconnectées. La sécurité impose impérativement une alimentation par pile. Les 4 électrodes (plaquettes métalliques) prennent place

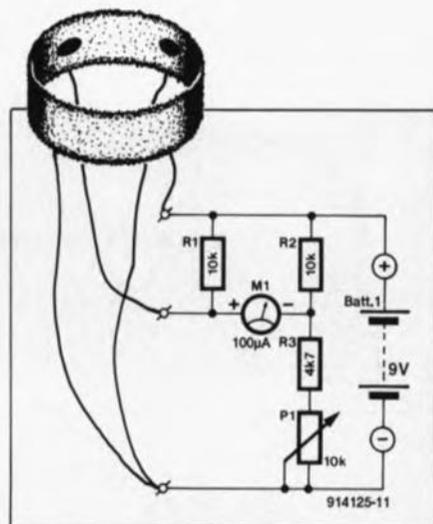
Q.I.-MÈTRE

dans un bandeau porté sur la tête, ornement du type de ceux qui parent le front de nombreux sportifs occasionnels. Mettez le bandeau sur la tête et assurez-vous que les électrodes sont bien en contact avec la peau. Il faudra écarter les cheveux de dessous les électrodes. On peut bien entendu aussi utiliser une technique de contact plus radicale en se rasant les cheveux aux endroits concernés. (Un truc pour les super-têtes: se raser la tête complètement, car comme dit le proverbe: "Pierre qui roule n'amasse pas mousse".

Il faudra commencer par mettre à zéro l'aiguille du galvanomètre. Demandez à quelqu'un de le faire à votre place pendant que vous vous détendez du mieux possible. Il paraît que l'une des techniques les meilleures pour ce faire, consiste à remonter le temps et à penser à sa jeunesse, quitte à réciter une ritournelle enfantine, encore que les berceuses sont, paraît-il, d'une efficacité redoutable. Ce réglage terminé, il est temps maintenant de passer à la mesure proprement dite. À nouveau, demandez à "un(e) assistant(e)" de lire le résultat donné par le galvanomètre. Il s'agit en effet de faire travailler votre matière grise aux limites de ses possibilités, ce que ne permet pas la simple fixation d'un cadran...

Vous pourrez, par exemple, prendre un livre de mathématiques et tenter de résoudre une équation dont la difficulté est tout juste encore à votre portée, soit encore, pour les plus forts d'entre nos lecteurs, essayer de comprendre le détail des équations illustrant le traité d'Einstein sur la relativité.

L'interprétation des mouvements de l'aiguille n'est pas toujours aussi simple qu'il pourrait y paraître à première vue; il arrive



en effet que l'on observe, au cours de la période de réflexion, des débattements à pleine échelle et certains mouvements désordonnés.

Le grand hic de cette interprétation est que les scientifiques n'ont pas encore pu se mettre d'accord pour une interprétation sans équivoque de ces débattements. On peut admettre que la plage balayée par l'aiguille pendant votre séance de "brainstorming" donne la différence entre votre niveau intellectuel moyen et le niveau d'intelligence maximal que vous puissiez atteindre.

En tout état de cause, le Q.I.-mètre permet d'effectuer une bonne comparaison entre différents sujets.

Avec de l'entraînement — trouver la solution d'équations de plus en plus difficiles par exemple — il est même possible avec cet instrument, d'augmenter progressivement son Q.I.

Attention cependant à ne pas faire d'excès sous peine de vous retrouver avec une "grosse tête".

082

Dans le cas de tensions et de courants alternatifs, la mesure d'un déphasage ne pose, en principe, pas de problème. Il suffit d'un circuit à couplage en tension continue pour détecter très exactement chaque passage par zéro du signal ondulant. L'intervalle entre les passages par zéro de 2 signaux fournit alors une indication fiable et précise de leur déphasage.

Intéressons-nous maintenant au fonctionnement du circuit. Le niveau de la tension secteur, de 220 V en règle générale, est ramené à une valeur plus sûre par l'intermédiaire du diviseur de tension constitué par les résistances R1 et R2.

La seconde grandeur à mesurer est le courant qui circule dans la charge. La résistance R9 transforme ce courant en une tension.

PHASEMÈTRE POUR 220 V

Les diodes D1 à D3 protègent le circuit contre d'éventuelles crêtes de tension.

En vue d'obtenir des commutations propres et des flancs relativement raides, les 2 comparateurs qui détectent les passages par zéro ont été dotés de dessein d'une faible hystérésis de 10 mV environ. Par l'intermédiaire des réseaux RC C1/R10 et C2/R11, les impulsions fournies par IC1a et IC1b subissent une différenciation avant d'être appliquées aux entrées S (Set) et R (Reset) de la bascule IC2a. Le rapport cyclique du signal de sortie de cette bascule dépend alors du déphasage entre la tension et le courant mesuré.

Ce déphasage est appliqué, au travers de quelques résistances-série et d'un condensateur, au galvanomètre à bobine mobile, M1. Le dimensionnement des compo-

sants du circuit fait que l'aiguille du galvanomètre se trouve en position médiane si le déphasage est de 0°. Si le déphasage est de -180°, elle vient à zéro et va en butée (débattement pleine échelle) pour un déphasage de +180°. Cette approche facilite la lecture de l'instrument et évite qu'un déphasage faible proche de 0° ne se traduise par un va-et-vient incessant de l'aiguille entre 0° et 360°.

Si l'on veut obtenir une mesure fiable, il est indispensable que l'appareil connecté consomme suffisamment de courant. Si la consommation est nulle ou très faible le galvanomètre reste dans sa position (mécanique) de repos (-180°).

Il est possible de doter le galvanomètre d'une échelle additionnelle permettant de mesurer des $\cos \varphi$, ce qui vous permettra

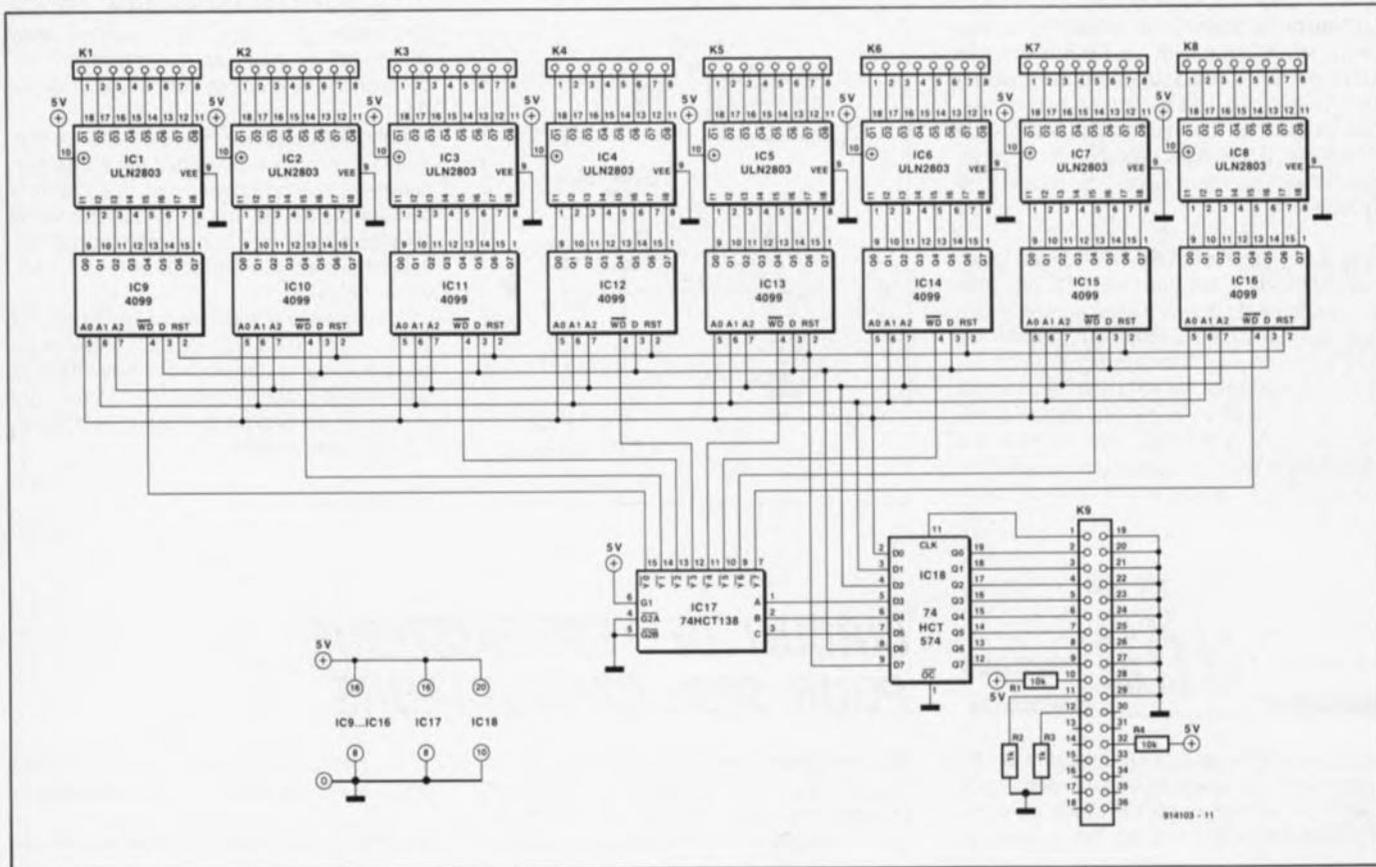
COMMANDE D'AMPOULES SUR 64 BITS

Si vous faites partie de ceux qui détestent tout particulièrement laisser leur ordinateur amasser de la poussière à la cave ou au grenier, ce montage associé à une interface de commande à triacs, est très exactement ce qu'il vous faut pour réaliser un dispositif confortable à 64 canaux pour

la commande d'ampoules. L'ordinateur, qui fournit 8 lignes de données et le signal d'horloge, sert également à la programmation.

Les lignes en provenance du bus de données de l'ordinateur remplissent

2 fonctions: elles permettent d'une part la sélection directe, à l'aide des lignes de données D0 à D2 et ce via le tampon IC18, de 8 verrous à 8 bits, IC9 à IC16; de l'autre, elles assurent, à l'aide des lignes de données D3 à D5 la commande d'un décodeur 3 parmi 8, IC17. Ce décodeur fait



passer au niveau bas, via ses sorties Y0 à Y7, l'entrée de validation (\overline{WR}) du verrou choisi et donc en mode réception de données.

Le mode de prise en compte des informations est défini par la ligne D7. Cette ligne commence par être au niveau logique haut ("1"). Les verrous font alors office de démultiplexeur, car en fonction de l'état des lignes de données D0 à D3, on a, en cas de niveau logique haut de D6, un "1" à la sortie correspondante. Si au contraire D6 se trouve au niveau logique bas, on aura écriture d'un "0" dans le verrou adressé et l'emplacement de mémoire non adressé est remis à zéro. Lorsque D7 se trouve au niveau bas, seule la sortie adressée change. Il suffit, pour avoir une remise à zéro de l'ensemble, de mettre la ligne D7 à "1".

Le tableau ci-après donne un exemple de comportement des verrous en fonction des données placées sur les lignes:

D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	Mode
1	0	0	0	0	0	0	0	Remise à zéro de IC9
0	1	0	0	1	0	0	1	Q1 de IC10 "ON"
0	0	0	0	1	0	0	1	Q1 de IC10 "OFF"
0	1	1	1	0	0	1	1	Q3 de IC11 "ON"
1	1	1	0	0	1	0	1	Q4 de IC14 "ON".

En aval des verrous on trouve des réseaux de transistors, IC1 à IC8 (des ULN 2803), chargés d'assurer une commande directe des ampoules de 12 V, ce dont ils sont parfaitement capables. Ces circuits peuvent commuter jusqu'à 500 mA par sortie. La commande d'ampoules "grandeur nature" (230 V) sera l'affaire du montage à

triac évoqué plus haut. Les opto-coupleurs de l'interface à triac se contentent de 8 à 20 mA par LED; le courant qui dépend de

la valeur de la résistance de limitation correspondante, est facile à établir.

L'alimentation se fera à l'aide d'une alimentation externe fournissant 5 V régulés; en fonction du courant circulant à travers les LED, il faudra qu'elle puisse fournir un courant compris entre 0,6 et 1,3 A.

D. Lorenz

FUSIBLE ÉLECTRONIQUE À RELAIS

Un chargeur ordinaire, ou une alimentation standard, ne comporte qu'exceptionnellement un dispositif électronique de limitation du courant. Et pourtant, il serait bien souvent intéressant si un tel appareil était protégé contre les courts-circuits.

Un simple relais, associé à quelques composants discrets, permet de réaliser un fusible électro-mécanique dont on pourra doter tout chargeur ou toute alimentation, sans pour cela devoir intervenir à l'intérieur du dit appareil.

Notre fusible existe en 2 variétés, selon qu'on le destine à une alimentation ou à un chargeur.

La **figure 1a** propose la version à utiliser avec une alimentation, la **figure 1b** celle que l'on associera à un chargeur pour accus. Quelle que soit la version concernée, elle viendra se connecter aux sorties de l'appareil à protéger. Voyons-en le fonctionnement en nous aidant du schéma de la figure 1a.

Lors de l'application de la tension, le relais reçoit, via le condensateur C1 une brève impulsion de courant provoquant le collage des contacts du relais qui, à partir de là, s'autoalimente. S'il se produit un court-circuit des bornes de sortie, la tension de bobine disparaît et la double liaison entre l'entrée et la sortie est interrompue. La réexcitation du relais pourra être obtenue par une brève action sur le bouton-pous-

soir S1 – à condition bien entendu que le court-circuit ait été supprimé.

Le relais se voit appliquer une nouvelle impulsion de courant via le condensateur C2 dont la présence sert à éviter que, lors d'une action sur S1 et dans le cas d'un court-circuit des sorties, l'alimentation ne soit quand même surchargée.

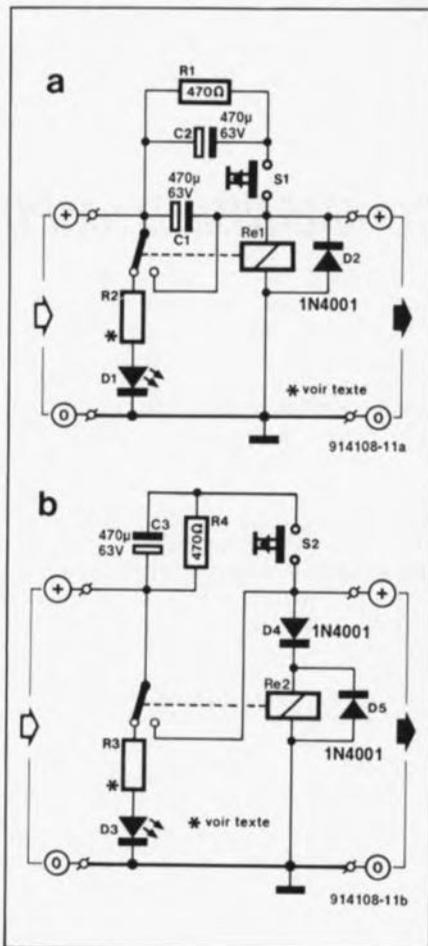
La résistance R1 permet au condensateur C2 de se décharger lorsque S1 est ouvert. Une LED, D1, associée à une résistance de limitation, R2, visualise la déconnexion de la sortie.

Le schéma du fusible pour chargeurs d'accus diffère du précédent sur un point seulement: le relais n'est pas activé par le chargeur et via un condensateur – tel que C1 dans le cas du fusible pour alimentation – mais par la batterie ou l'ac-cu branché à la sortie, et ce via la diode D4.

L'utilisateur dispose d'une possibilité manuelle d'activation du relais, par l'intermédiaire du bouton-poussoir et des condensateurs C3/C4, au cas où la batterie serait si faible qu'elle ne pourrait plus fournir suffisamment de courant pour obtenir l'excitation du relais.

La valeur de la résistance de limitation, R2 ou R3, dépend du type de LED utilisé et de la valeur de la tension d'alimentation. Il faudra bien entendu adopter un relais dont la tension de bobine soit adaptée à la valeur de cette tension.

R. Kuhn



CIRCUIT DE TEST RUSTIQUE POUR SEMI-CONDUCTEURS

Le circuit décrit dans cet article permet virtuellement de soumettre tout semi-conducteur à un test, depuis la diode de commutation jusqu'au transistor de puissance.

Il fournit de plus une indication approximative du gain d'un transistor bipolaire et peut servir en général à découvrir dans un "tas" de semi-conducteurs les compo-

sants fonctionnels, ceux en court-circuit ou grillés (connexion interne détruite).

Le circuit se résume en fait à un unique

circuit intégré CMOS associé à une LED bicolore, le dispositif de visualisation.

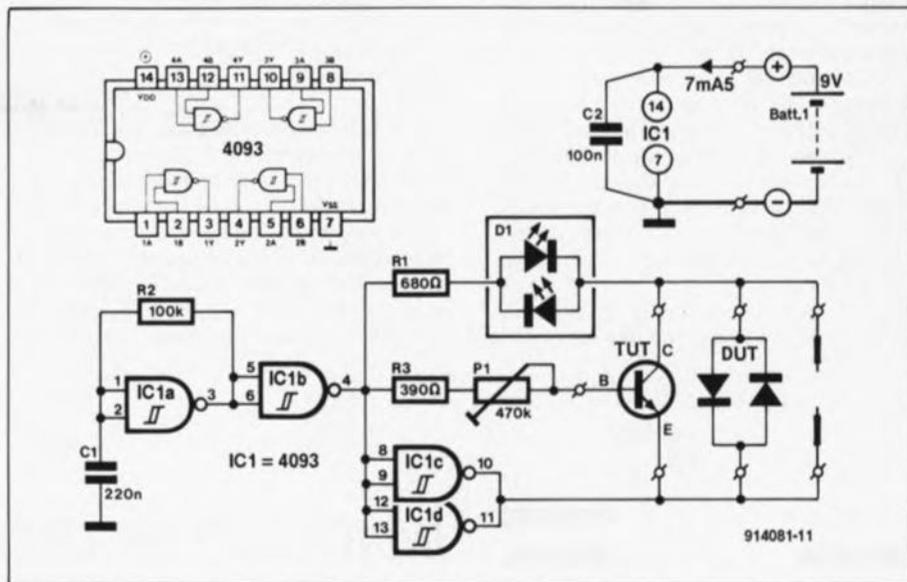
La porte IC1a constitue un oscillateur RC. Les 3 autres portes de CD4093 servent au tamponnage du signal de l'oscillateur qui est disponible ensuite sous forme normale et inversée.

La LED bicolore (rouge/verte) visualise le sens de circulation du courant entre les pointes de touche ou à travers le composant à tester. La résistance R1 sert à la limitation de l'intensité du courant.

Les signaux d'entrée et de sortie de la paire de portes montées en parallèle, IC1c et IC1d, sont appliqués et aux 2 pointes de touche et aux 2 points de connexion du testeur de diode (DUT = *Diode Under Test*) et aux 3 points de connexion destinés à recevoir un éventuel transistor à tester (TUT = *Transistor Under Test*).

La résistance ajustable P1 permet de régler l'intensité du courant passant par la base du TUT. Pour obtenir une échelle de gain à la graduation approximative, l'ajustable P1 pourra être calibré à l'aide de quelques transistors n-p-n et p-n-p de caractéristiques connues et dont on sait qu'ils sont en bon état.

Le bon état du semi-conducteur sous test traduit par une illumination monocolore (rouge ou verte) de la LED. La couleur que prend la LED dépend de la polarité du semi-conducteur (n-p-n ou p-n-p, anode ou cathode). Si le composant en cours de test



est détruit (coupure interne), la LED reste éteinte.

Un composant court-circuité se trahit par une illumination bicolore (rouge et verte) de la LED, les 2 couleurs ayant la même intensité.

Est-il nécessaire d'insister sur le fait qu'il faudra connecter broches (base, collecteur et émetteur) d'un transistor aux points (B, C et E) correspondant du testeur. On vérifiera donc le brochage du transistor à tester avant de l'implanter dans le support à 3 broches le reliant à l'électronique du testeur.

Il n'y aura pas, si le courant de base est

trop faible, d'illumination de la LED. L'intensité du courant de base nécessaire à l'illumination de la LED est inversement proportionnel au gain du transistor sous test.

Il est également possible d'utiliser le circuit comme testeur de continuité. En absence de transistor ou de diode à tester, la consommation du circuit est de 300 μ A environ. Si les pointes de touches sont interconnectées – court-circuitées par la piste ou la connexion testée – cette consommation monte à quelque 7,5 mA.

A.B. Tiwana

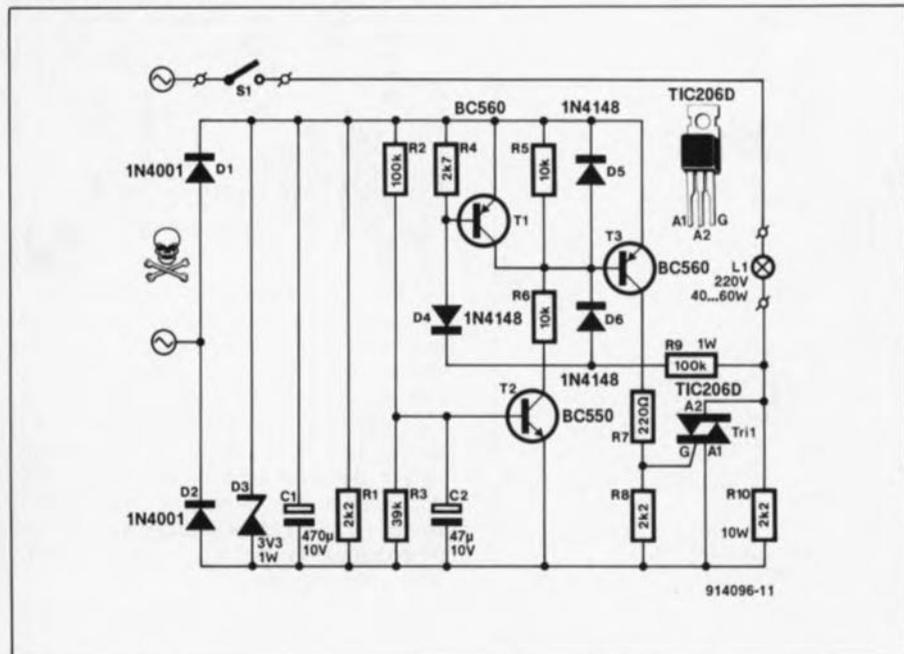
086

ALLUMAGE EN DOUCEUR POUR AMPOULES À INCANDESCENCE

La durée de vie d'une ampoule à incandescence dépend non seulement du nombre d'heures de fonctionnement mais encore du nombre de mises en et hors-fonction. Ceci est dû au fait que, lors de sa mise en fonction, le filament de l'ampoule

est froid et que donc sa résistance interne est faible (si, si, rappelez-vous les supraconducteurs) de sorte que le courant initial atteint des intensités importantes. Résultat: la durée de vie en est notablement réduite.

L'option d'un allumage de l'ampoule lors du passage par zéro de la tension secteur apporte une amélioration certaine, mais ne constitue pas encore la solution idéale sachant que le filament n'a que 5 ms pour atteindre sa température.



Une limitation du courant traversant l'ampoule à sa mise en fonction constitue une approche bien plus prometteuse. Tant que le courant garde une intensité se situant à l'intérieur de ce que l'on pourrait appeler le domaine de sécurité, le filament ne risque pas de surchauffe et sa durée de vie ne diminue pas de manière sensible.

En vue de laisser le temps à l'ampoule de prendre graduellement sa température de service, nous avons pris ici une résistance de limitation en série avec elle, résistance qui sera, après un court instant, pontée par un triac. Le filament dispose ainsi du temps suffisant pour s'échauffer progressivement et prendre une résistance plus importante, situation dans laquelle il peut être relié à la totalité de la tension du secteur.

Comme le montre le schéma, nous nous trouvons en présence d'un circuit 100% discret dont la réalisation ne devrait pas poser de problème.

En cas de fermeture de l'interrupteur S1,

le triac bloque et la résistance R10 limite le courant à travers l'ampoule. Au bout de 700 ms environ, T2 se met à conduire, le condensateur C2 ayant eu le temps, via la résistance R2, de trouver un niveau de charge suffisant, situation qui se traduit par l'entrée en conduction du transistor T3. Celui-ci ne se met cependant à conduire que lorsque la tension aux bornes du triac est de l'ordre de 25 V, niveau de tension définie par le transistor T1 et les diodes D4 à D6.

Une fois le triac déclenché, la chute de tension à ses bornes prend une valeur très

faible. Tant que l'interrupteur reste fermé, le courant de gâchette continue de passer, de sorte que l'ampoule brille "dans toute sa splendeur".

Ce circuit est utilisable avec une ampoule de puissance inférieure ou égale à 60 W. Avec une ampoule de puissance comprise entre 60 et 100 W il faudra adapter les caractéristiques de la diode D3 et de la résistance R10: D3 voit sa puissance passer à 2 W et R10 devient une 470 Ω /20 W. Immédiatement après la mise en fonction de l'ampoule, la dissipation de la résistance

R10 dépasse largement la puissance nominale de ce composant. Cependant, comme la durée pendant laquelle la résistance est soumise à cette puissance est inférieure à 1 s, il n'y a pas d'inquiétude à avoir de ce côté-là.

La totalité du montage prendra place dans un boîtier en plastique sachant que l'ensemble du circuit véhicule la tension du secteur.

R. Shankar

L'indicateur de crête de cet article consiste en un comparateur à fenêtre "mesurant" l'importance d'un signal BF.

Les 2 amplificateurs opérationnels, intégrés dans le TL072, sont reliés à un diviseur de tension (R3, R2, P1 et D2) qui fournit les tensions de référence nécessaires. À travers 2 diodes (D1 et D2), faisant office de redresseur mono-alternance, les sorties des amplificateurs opérationnels commandent le transistor T1 qui commande lui la LED D3. Le réseau réalisé à l'aide des résistances R5 et R6 et du condensateur C2 sert à faire en sorte que la LED reste allumée pendant une durée suffisante, même en cas de crêtes très brèves.

Le condensateur C2 se charge très rapidement à travers la diode D1 (ou D2) pour se décharger lentement à travers les résistances R6 et R9 et la jonction base-émetteur de T1. Le condensateur C1 attribue également à maintenir la LED D3 en activité.

Si le signal appliqué à l'entrée du circuit est suffisamment puissant, sa moitié positive provoque le basculement de l'amplificateur opérationnel IC1a. Le demi-signal négatif entraîne le basculement de IC1b. Grâce à cette technique, il est possible de contrôler si, en présence d'un signal asymétrique, il se produit une crête, dépassant la valeur maximale admissible.

Comme l'on fait appel à une tension d'alimentation symétrique et en raison de la présence d'un diviseur de tension symétrique, un seul potentiomètre suffit à régler le niveau de la tension de référence pour chacun des 2 amplificateurs opérationnels.

Si la LED est éteinte, la consommation du circuit est de 5 à 6 mA. La détection d'une tension trop élevée se traduit par la circulation d'un courant à travers la LED faisant monter la consommation à quelque 25 mA.

Liste des composants

Résistances:

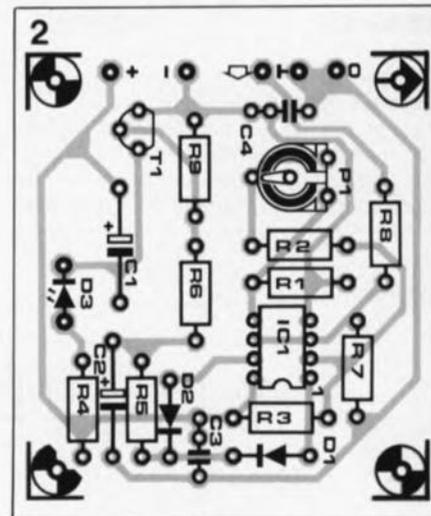
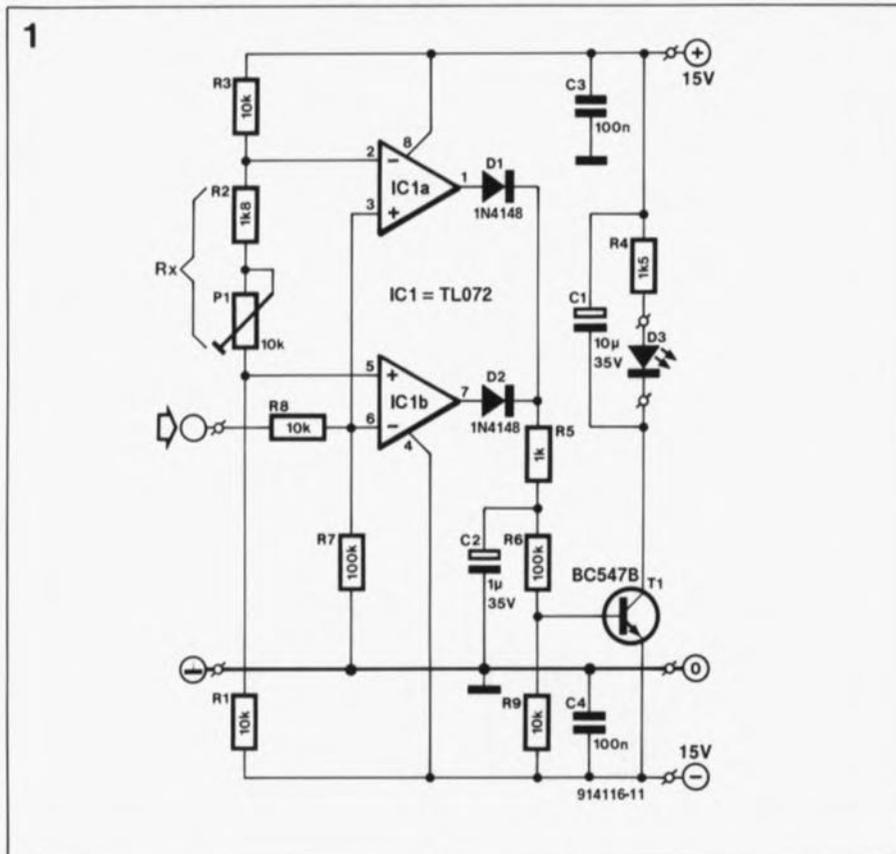
R1,R3,R8,R9 = 10 kΩ
R2 = 1kΩ8
R4 = 1kΩ5
R5 = 1 kΩ
R6,R7 = 100 kΩ
P1 = 10 kΩ ajustable

Condensateurs:

C1 = 10 μF/35 V
C2 = 1 μF/35 V
C3,C4 = 100 nF

Semi-conducteurs:

D1,D2 = 1N4148
D3 = LED rouge
T1 = BC547B
IC1 = TL072 (ou TL082)

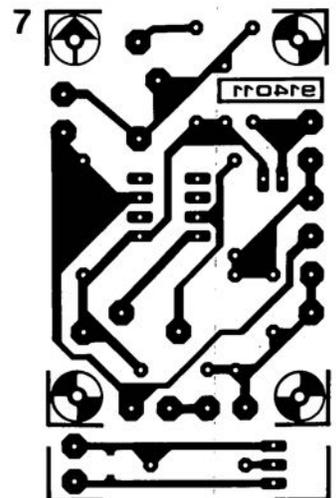
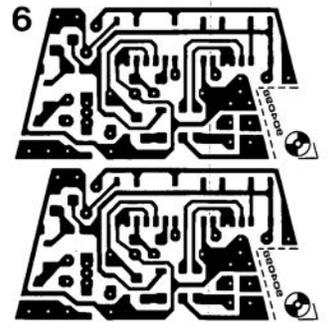
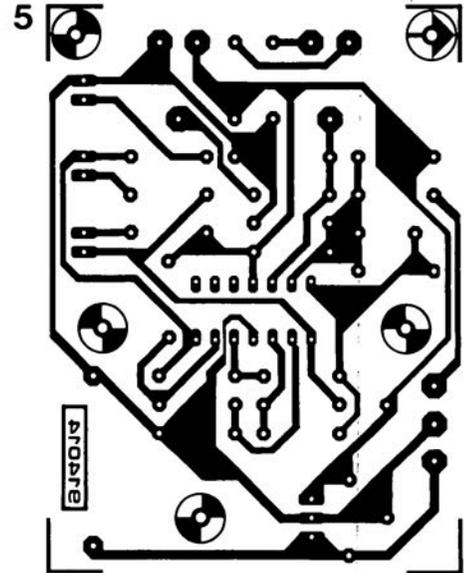
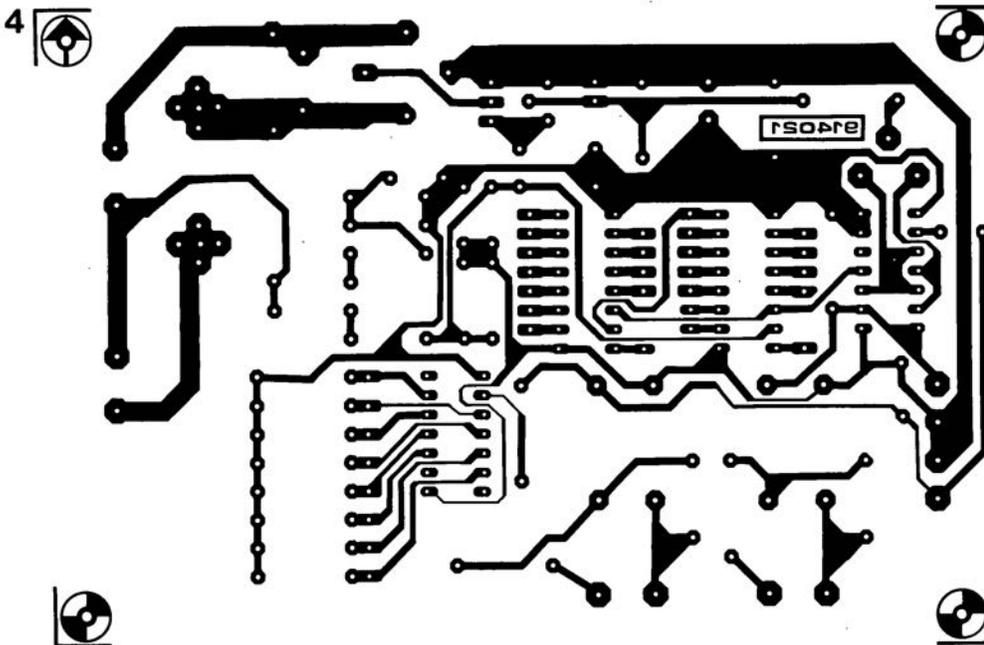
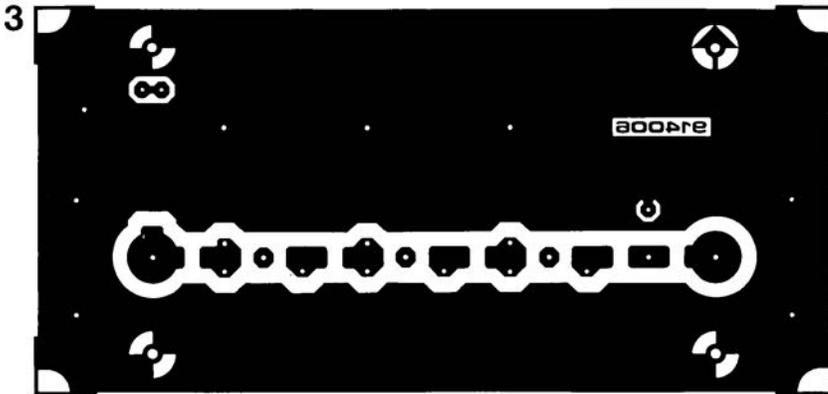
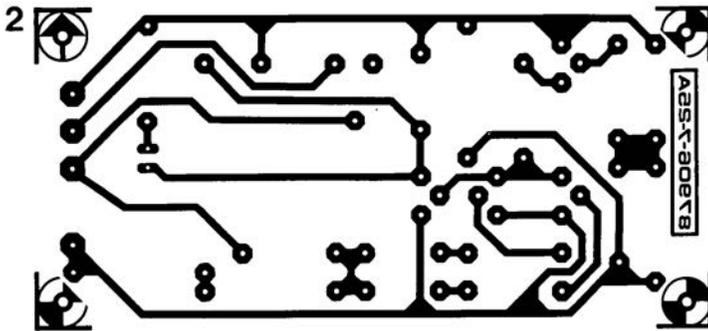
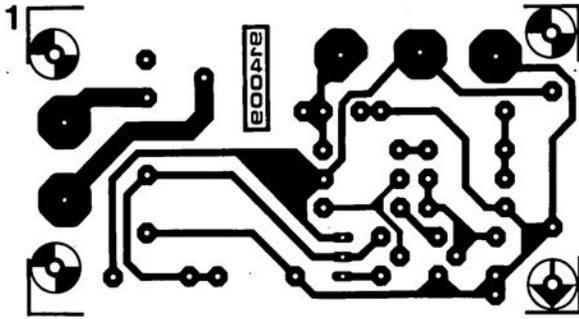


Le dimensionnement des composants, tel que donné sur le schéma, permet de régler le niveau de la tension de référence à une valeur comprise entre 0,9 et 5,5 V. Si l'on envisage de connecter le circuit directement à l'une des sorties d'un amplificateur de puissance, il est nécessaire d'adapter le diviseur de tension des résistances R7 et R8 et de le doter de 2 diodes de protection reliées aux lignes de la tension d'alimentation.

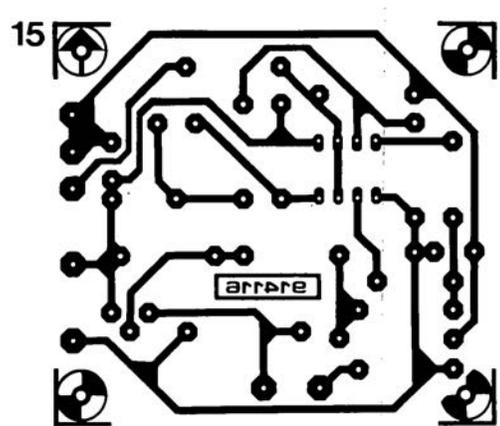
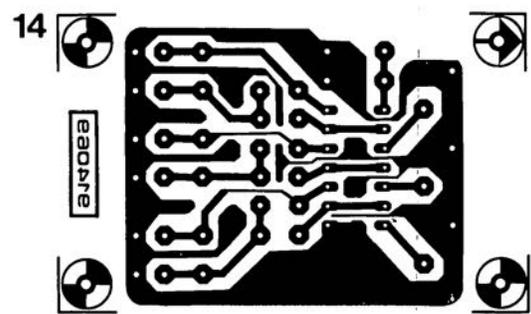
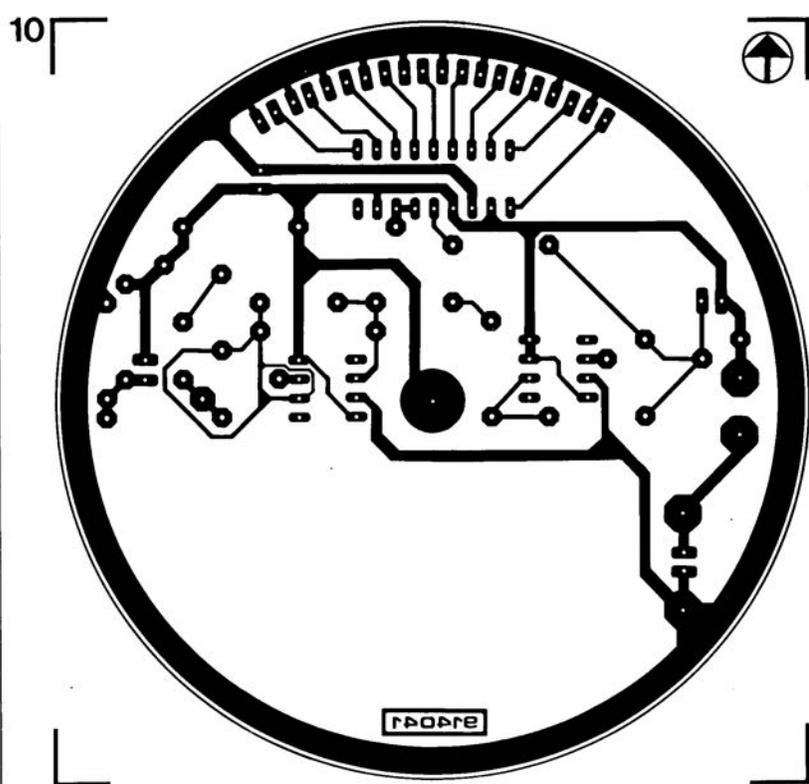
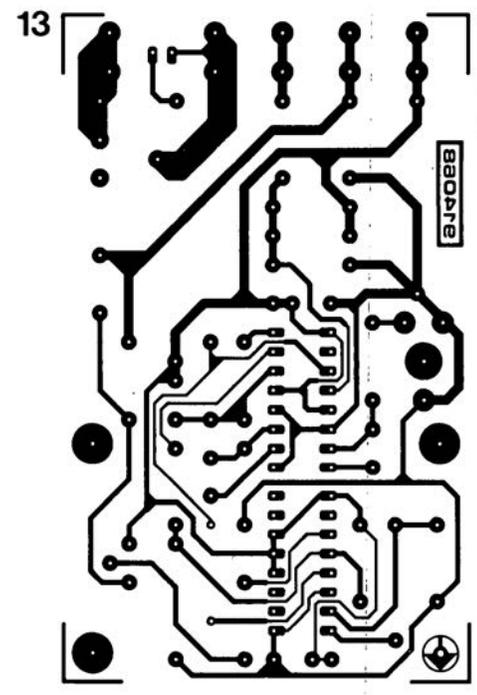
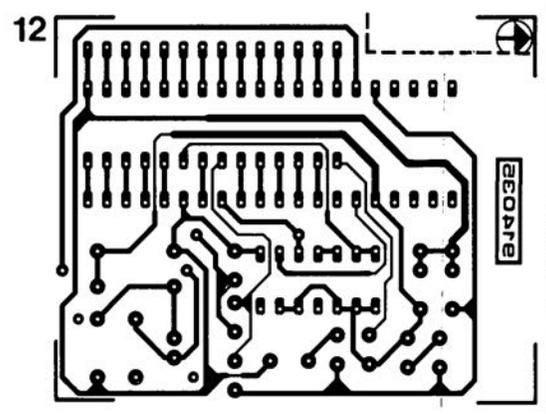
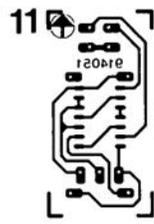
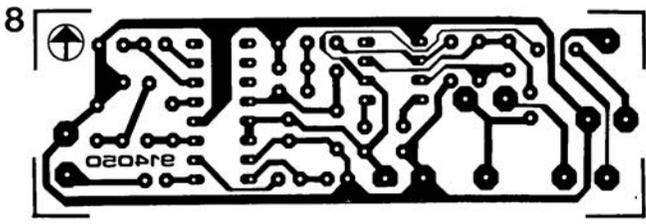
d'après une idée de W. Teder

SERVICE

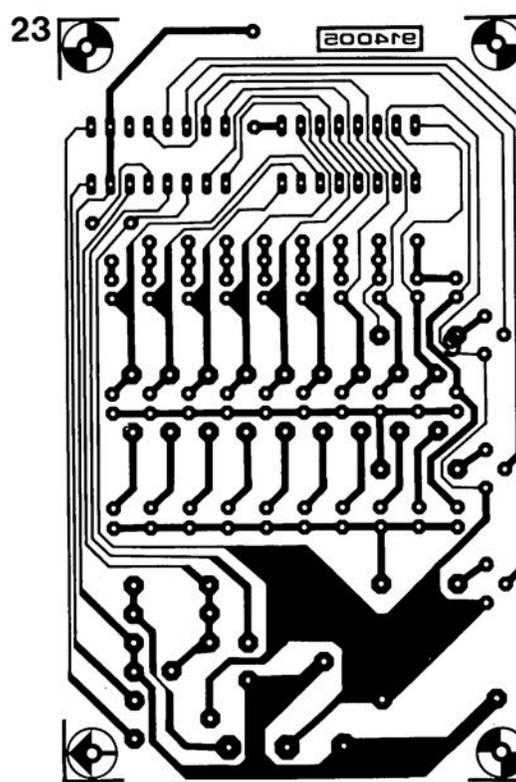
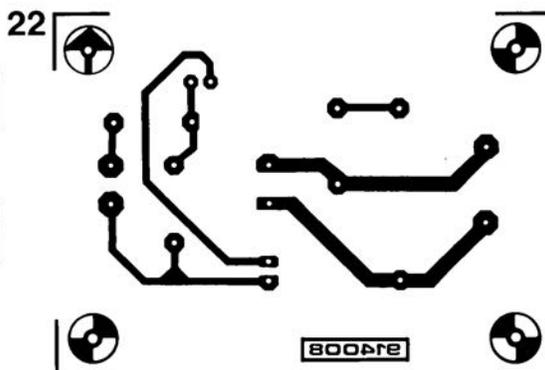
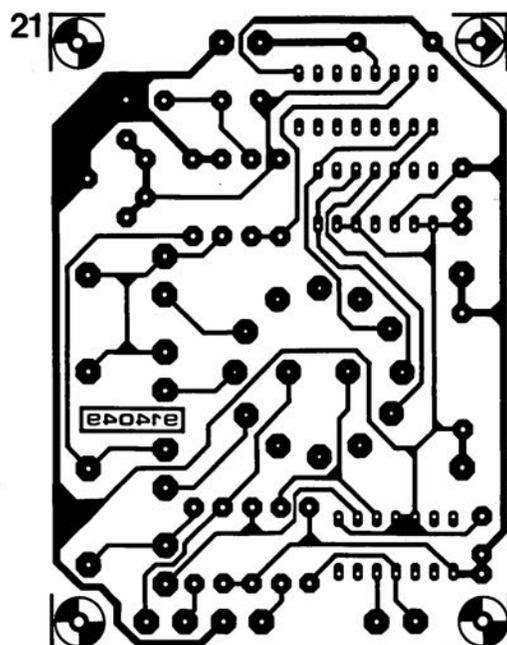
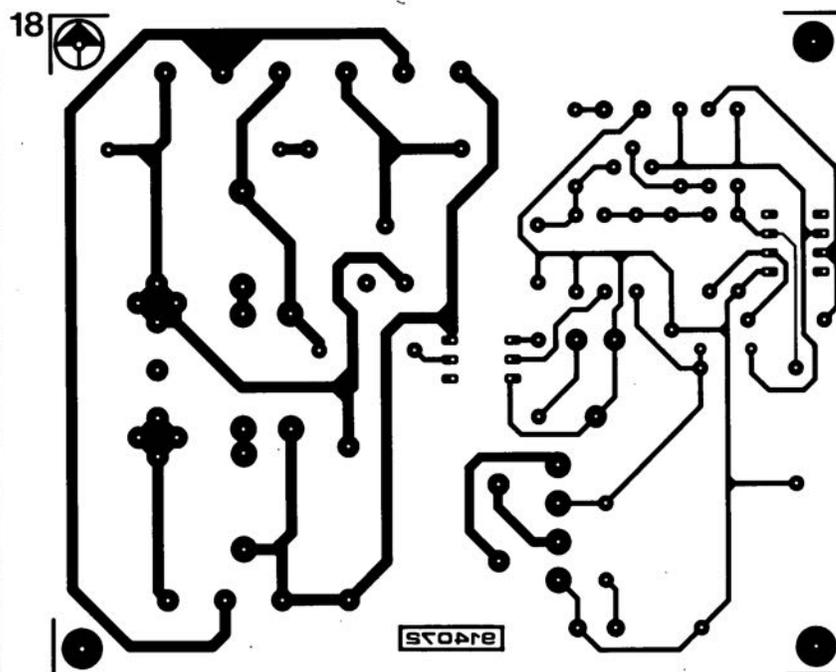
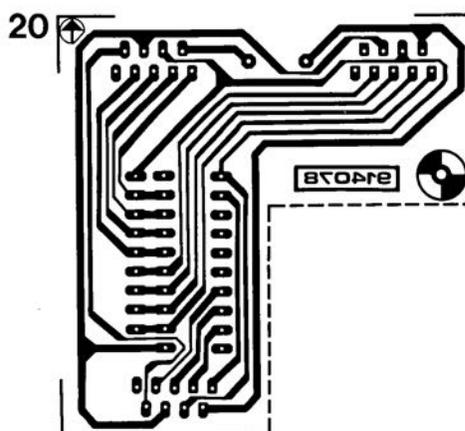
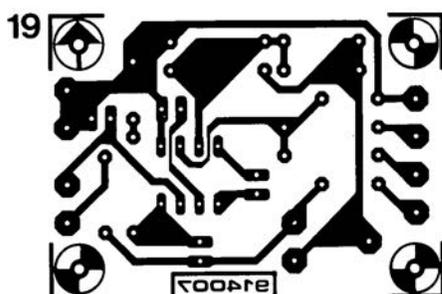
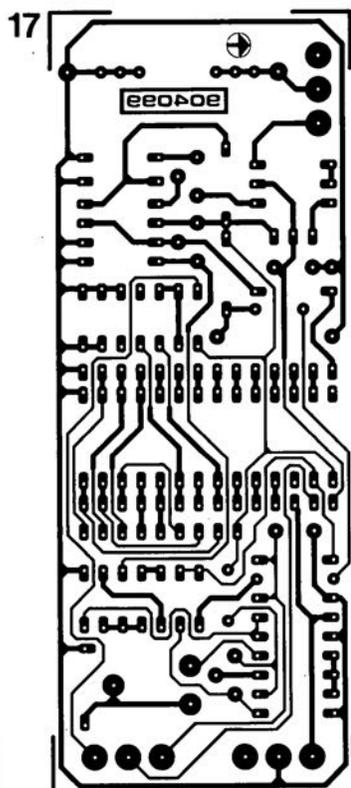
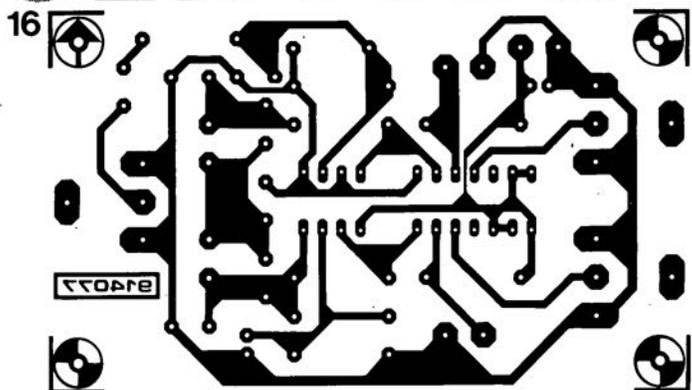
- 1 Commande de lave & essuie-glace
- 2 Protection CC pour haut-parleur
- 3 Amplificateur UHF
- 4 Temporisateur universel
- 5 Indicateur C-D-S pour batterie de voiture
- 6 Inverseur de sens de circulation (2x)
- 7 Module thermométrique LD
- 8 S-mètre pour récepteur à ondes courtes
- 10 Indicateur de puissance de champ: composants
- 11 Indicateur de puissance de champ: plan de masse
- 12 Accélérateur vidéo pour Archimedes
- 12 Adaptateur 1 Mbit pour programmeur d'EPROM
- 13 Circuit de commande automatique pour ventilateur d'automobile
- 14 Triple oscillateur HCMOS à quartz
- 15 Indicateur de crête



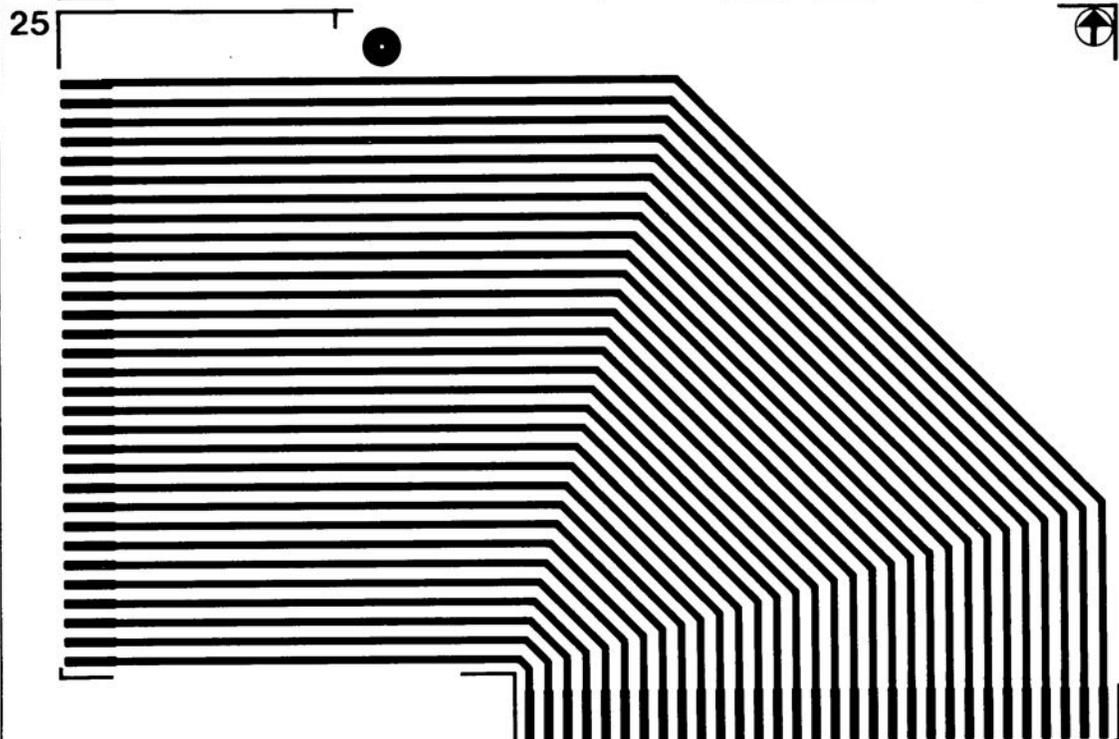
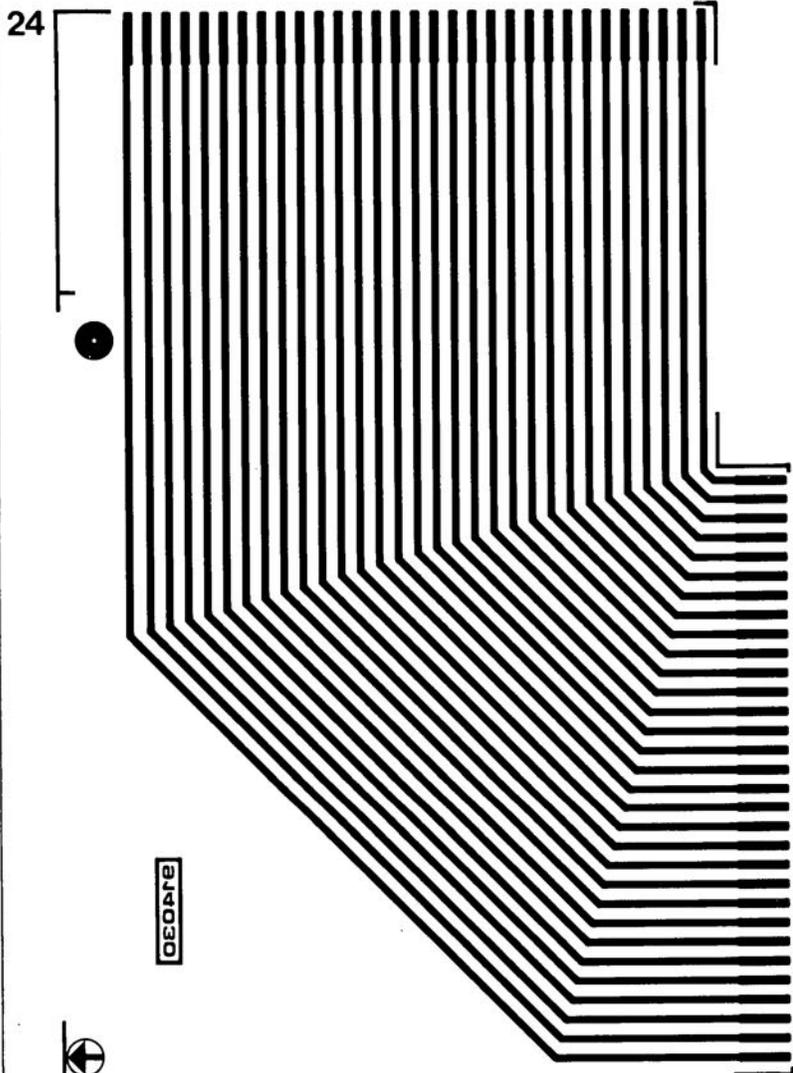
SERVICE



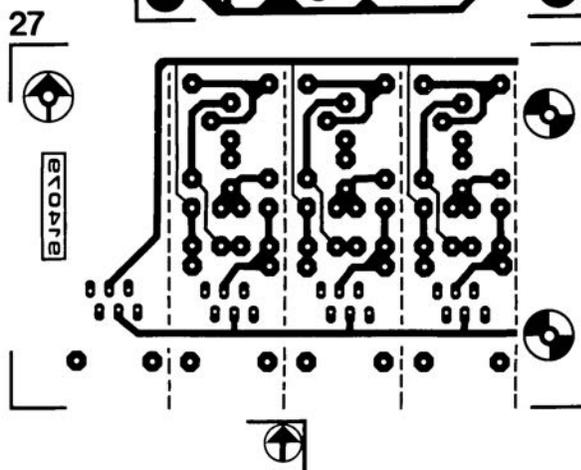
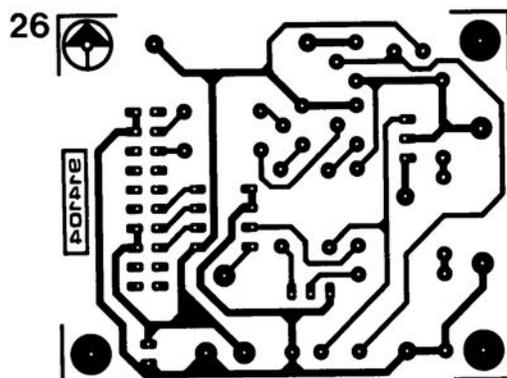
SERVICE



SERVICE



- 16 Séparateur de signaux de synchronisation
- 17 Émulateur de 2764
- 18 Interrupteur-esclave 220 V Version 2.0
- 19 Pont de Wien à alimentation symétrique
- 20 Commutateur souris-manche automatique pour Amiga
- 21 Capacimètre pour petits condensateur
- 22 Relais de sécurité électronique
- 23 Voltmètre numérique à LED
- 24 Carte d'extension de bus pour PC: recto
- 25 Carte d'extension de bus pour PC: verso
- 26 Le SCALP en testeur de capacité d'accu CdNi
- 27 Central téléphonique



088

CAPACIMÈTRE POUR PETITS CONDENSATEURS

Nous vous proposons ici de réaliser un instrument de mesure simple et peu coûteux comportant 3 calibres: 0 à 100 pF, 0 à 200 pF et 0 à 1 000 pF. Il permettra de déterminer la capacité de petits condensateurs inconnus.

Nous allons, pour une fois, prendre le circuit à rebrousse-poil, de la sortie vers l'entrée.

IC3, un multivibrateur monostable, est déclenché par les impulsions d'horloge appliquées à son entrée à trigger de Schmitt — sa broche 5.

La largeur du signal de sortie est déterminée, pour une grande part, par la constante de temps du réseau RC ($R4/C_x$) pris entre les broches 10 et 11. On notera que ce signal n'est que très peu sensible aux variations de température ou de niveau de la tension d'alimentation.

L'instrument de mesure connecté à la sortie intègre, de par son inertie, les impulsions de sortie, le résultat de cette opération mathématique présentant une relation linéaire avec la valeur de C_x , le condensateur inconnu. Pour éviter que les capacités introduites par le commutateur et les câbles de mesure n'aient une influence trop grande sur le résultat visualisé sur l'affichage, l'instrument a été pris dans un pont, à ajuster, par l'intermédiaire du rotacteur S2b et de l'une des résistances ajustables P1 à P3, au calibre utilisé; ce pont relève quelque peu le potentiel de la connexion négative de l'instrument d'affichage.

C'est un oscillateur à quartz à diviseur intégré, IC1, qui fournit le signal d'horloge. L'oscillateur ne travaille que lorsque le bouton-poussoir S1 est enfoncé, action qui inhibe ainsi l'entrée de remise à zéro (active au niveau haut et mise à la masse lors de la fermeture de S1). On dispose à la sortie Q3 du signal d'horloge ramené à 1 MHz. Un second diviseur décadique, IC2, monté en aval de IC1, fournit à ses sorties un signal d'horloge abaissé à 500 et 100 kHz, de sorte que l'on dispose aux

contacts du commutateur de calibre S2a de ces 3 signaux d'horloge. Ces signaux, de fréquence très précise, sont transmis du contact-mère de S2a à l'entrée de déclenchement du multivibrateur.

L'instrument mérite d'être alimenté par une alimentation régulée correctement fournissant une tension de 5 V et un courant d'au moins 50 mA.

Les composants prennent place sur une petite platine dont on retrouve la représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants en **figure 2**, circuit imprimé qui prendra place le plus près possible derrière la face avant. Il est important que, lors du montage, les bornes de mesure soient bien isolées par rapport à la face avant et que le câblage vers la platine soit le plus court possible.

On pourra envisager l'utilisation, pour les bornes d'entrée, de 2 rangées de contacts à ressort dans lesquels on enfichera les condensateurs aux pas les plus divers.

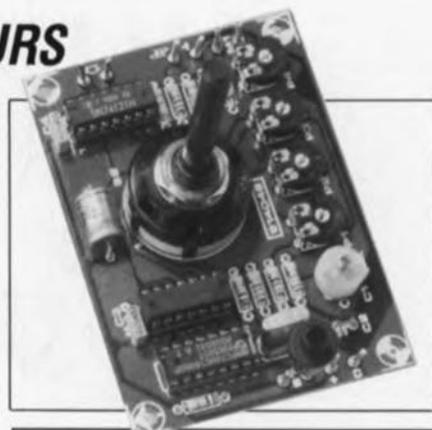
Il existe, pour avoir accès aux 4 résistances ajustables implantées sur le bord de la platine, 2 solutions: soit les doter d'un axe sortant sur la face avant, soit percer dans celle-ci 4 orifices aux endroits adéquats pour pouvoir accéder à P1 à P4 à l'aide d'un tournevis une fois la platine et la face avant montées en sandwich.

On peut également utiliser une 3^e option: y accéder par le dos de la platine.

L'étalonnage se fera le bouton-poussoir S1 court-circuité en permanence, de manière à avoir les 2 mains libres pour l'effectuer.

On commence, en s'aidant d'un fréquencemètre, par ajuster à la bonne fréquence le signal fourni par l'oscillateur, par action sur le condensateur variable C1. Ceci fait, on positionne les ajustables P1 à P3 de manière à ce que l'aiguille du galvanomètre soit exactement à zéro, dans chacune des positions correspondantes du commutateur de calibre S2.

On place ensuite un condensateur de pré-



Liste des composants

Résistances:

- R1, R2 = 100 kΩ
- R3 = 560 Ω
- R4, R10 = 4kΩ7
- R5 = 1 kΩ
- R6 = 82 Ω
- R7 = 150 Ω
- R8 = 470 Ω
- R9 = 8kΩ2
- P1 à P3 = ajust. 200 Ω (250 Ω)
- P4 = ajust. 10 kΩ

Condensateurs:

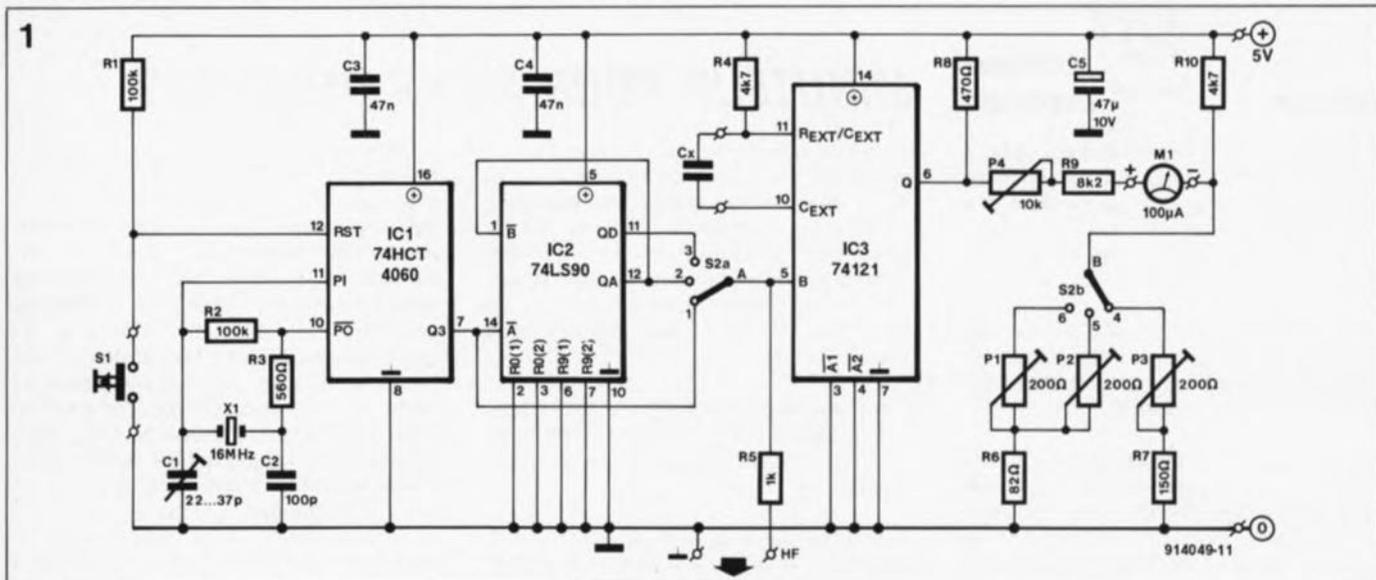
- C1 = ajust. 22 à 37 pF
- C2 = 100 pF
- C3, C4 = 47 nF
- C5 = 47 μF/10 V

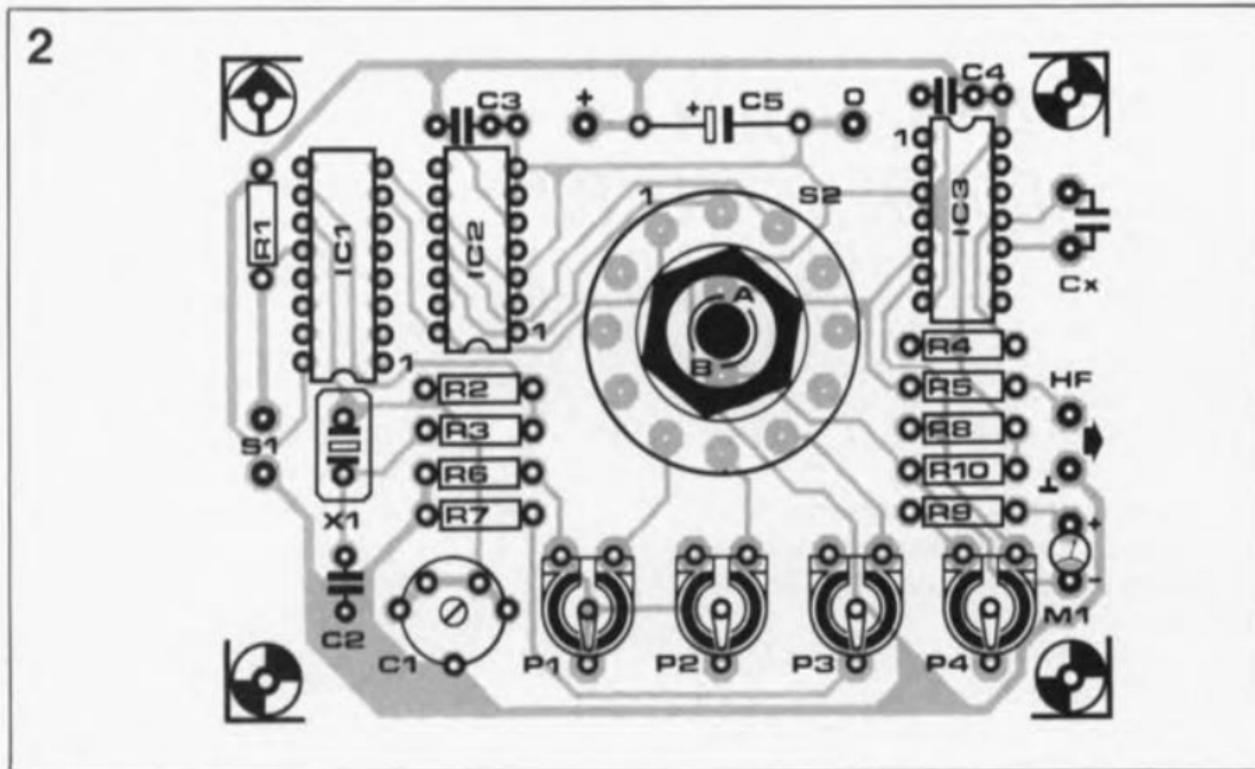
Semi-conducteurs:

- IC1 = 74HCT4060
- IC2 = 74LS90
- IC3 = 74121

Divers:

- S1 = bouton-poussoir à contact travail
- S2 = commutateur rotatif 2 circuits/3 positions
- X1 = quartz 16 MHz
- M1 = galvanomètre 100 μA





cision de valeur parfaitement connue (condensateur styroflex de valeur comprise entre 60 et 90 pF ayant une tolérance de 1% par exemple) entre les bornes de mesure et, par action sur P4, on fait en sorte que l'affichage visualise la valeur correspondante.

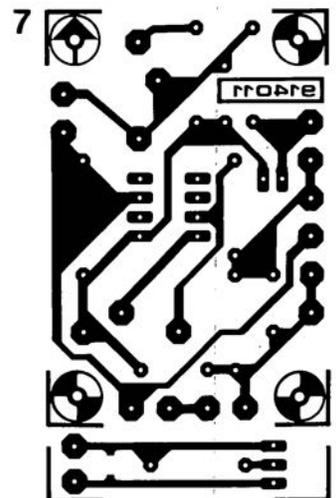
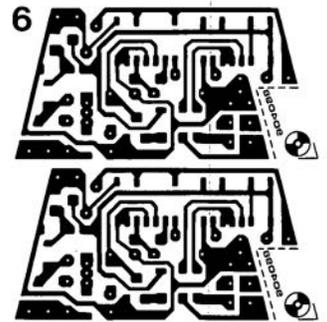
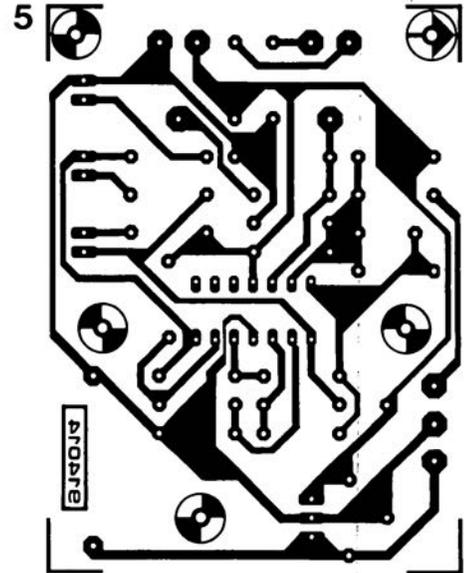
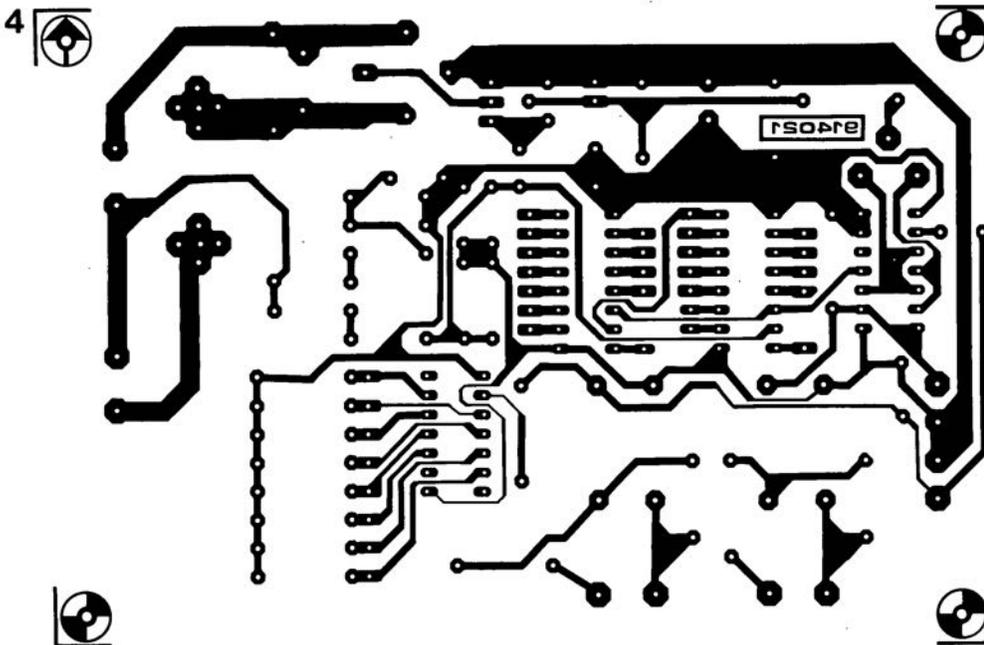
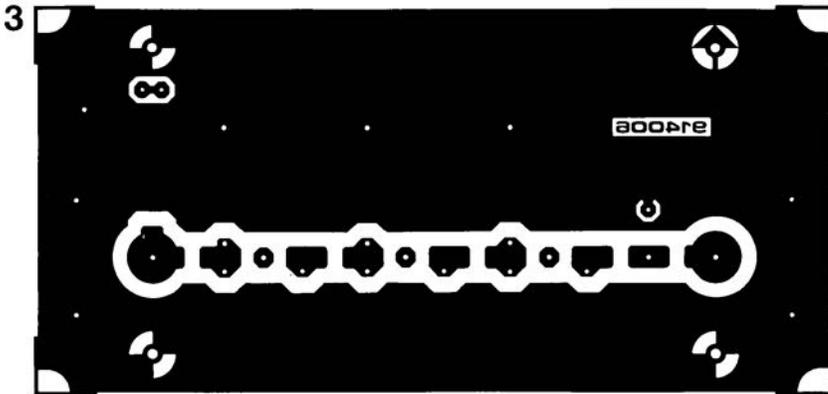
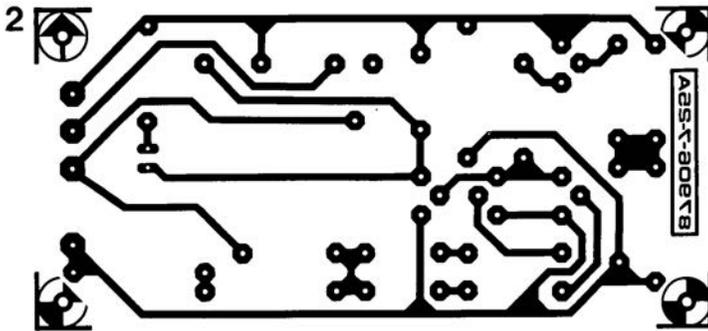
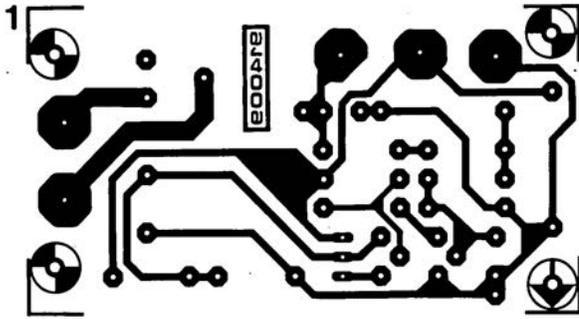
La précision de mesure de l'instrument est en grande partie fonction du galvanomètre utilisé pour l'affichage: elle devrait se situer en règle générale entre 1 et 2,5%.

De par le montage en pont adopté, l'aiguille commencera toujours, lors d'une mesure, par se déplacer vers la gauche; on dispose ainsi, avant chaque mesure, d'un moyen de contrôle du bon fonctionnement de l'instrument.

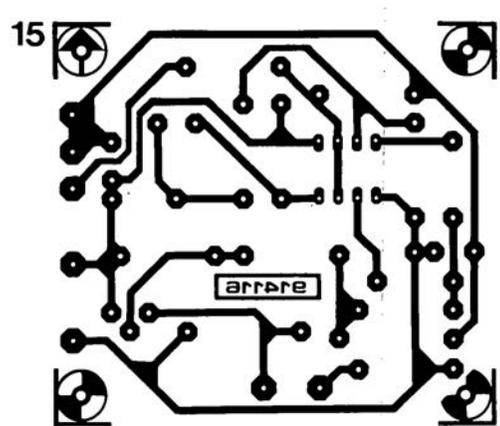
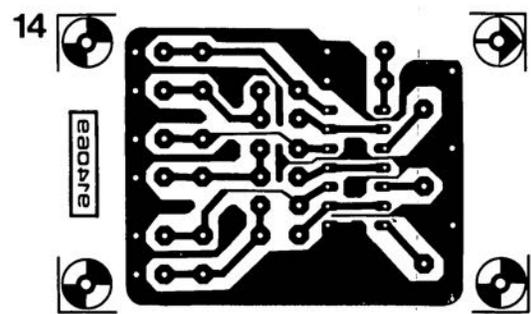
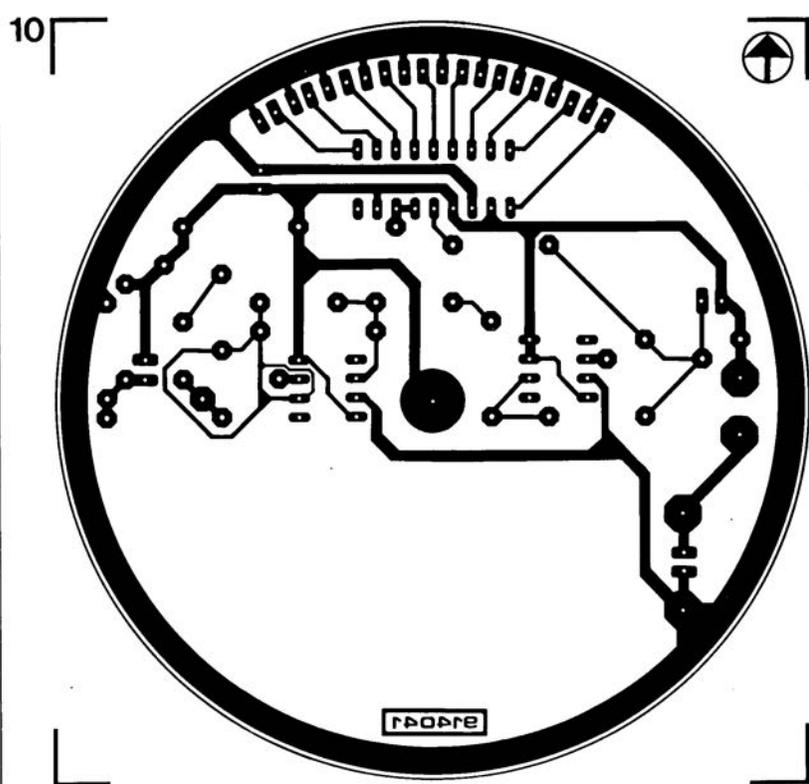
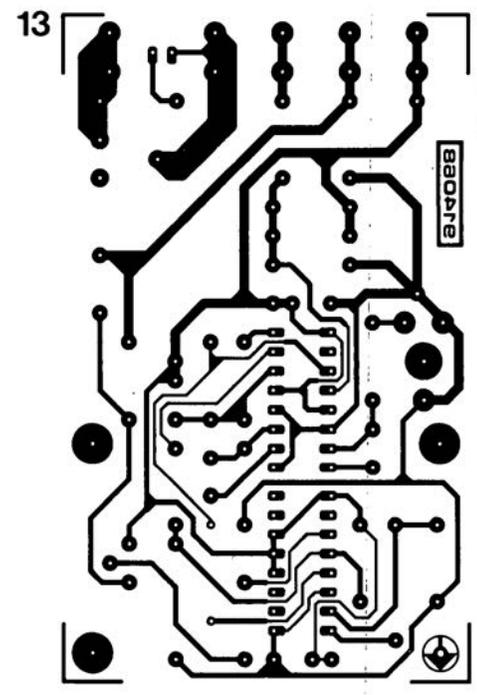
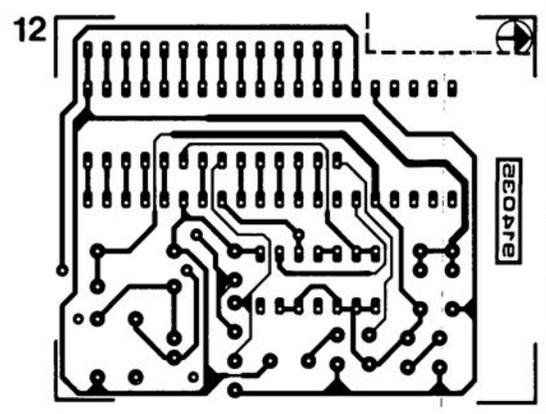
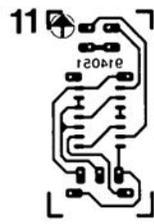
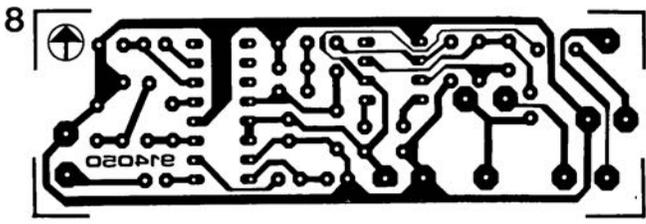
F. Hüber

SERVICE

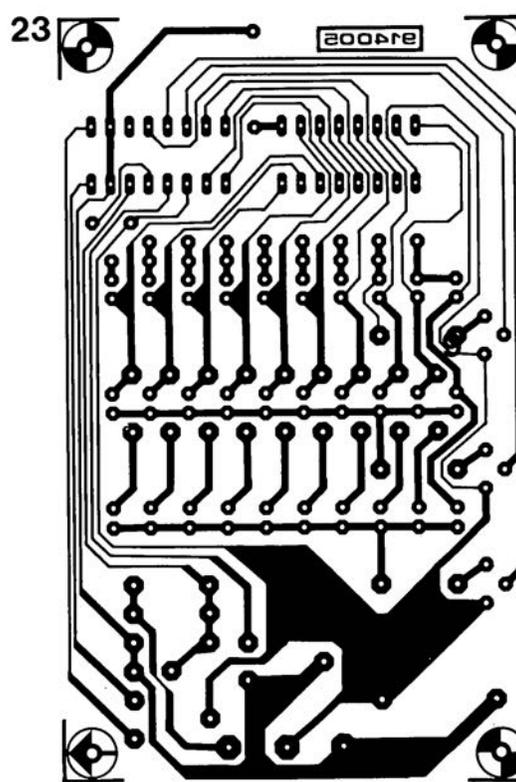
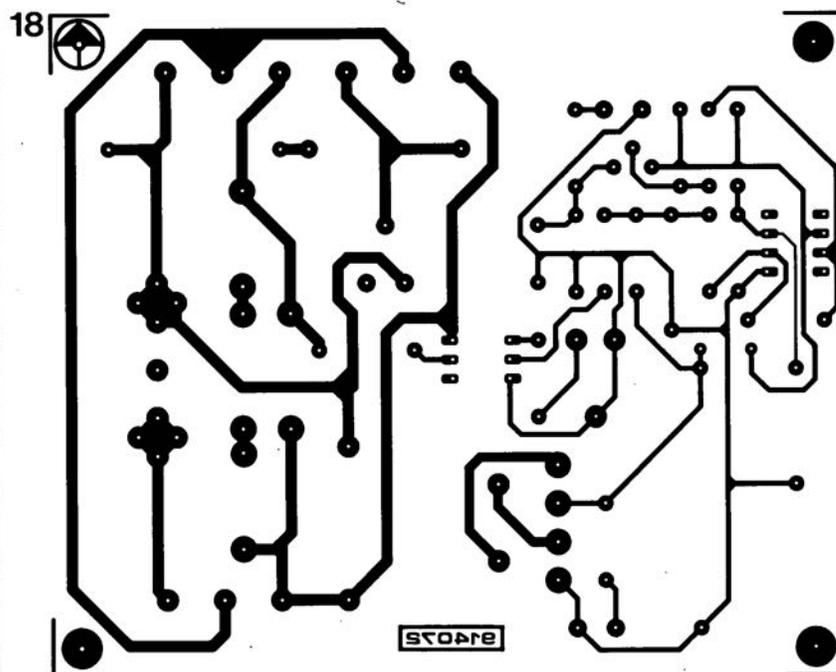
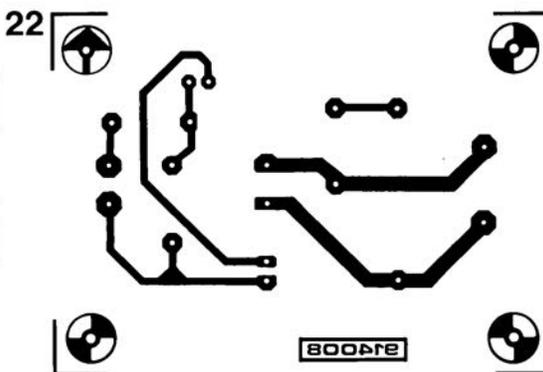
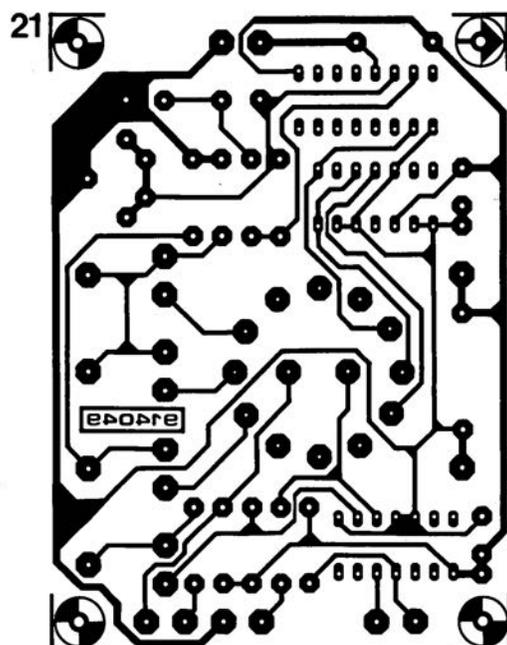
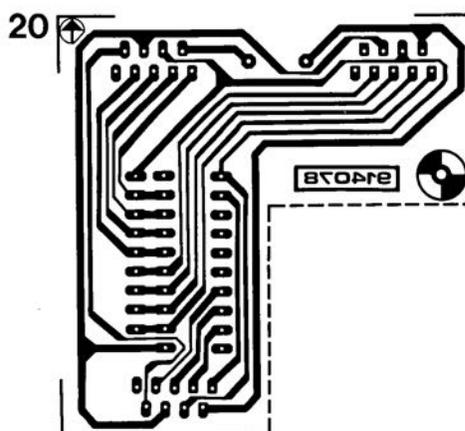
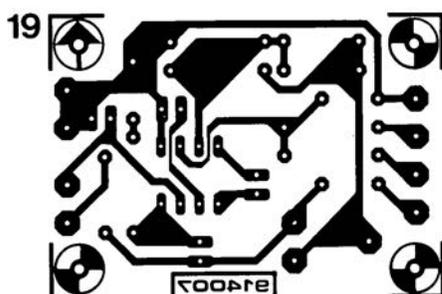
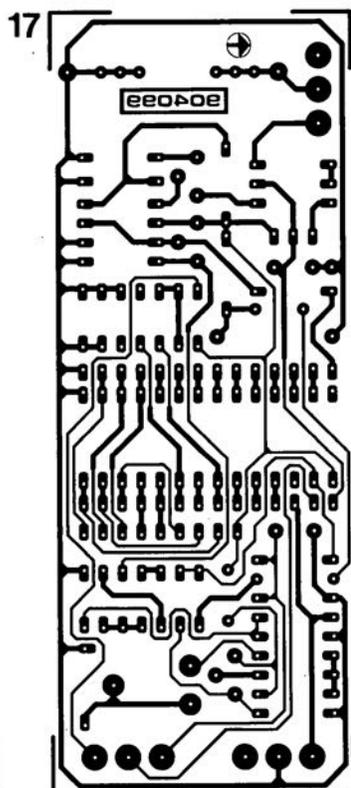
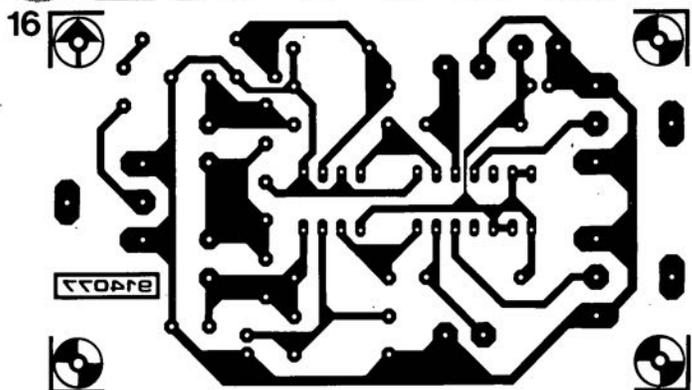
- 1 Commande de lave & essuie-glace
- 2 Protection CC pour haut-parleur
- 3 Amplificateur UHF
- 4 Temporisateur universel
- 5 Indicateur C-D-S pour batterie de voiture
- 6 Inverseur de sens de circulation (2x)
- 7 Module thermométrique LD
- 8 S-mètre pour récepteur à ondes courtes
- 10 Indicateur de puissance de champ: composants
- 11 Indicateur de puissance de champ: plan de masse
- 12 Accélérateur vidéo pour Archimedes
- 12 Adaptateur 1 Mbit pour programmeur d'EPROM
- 13 Circuit de commande automatique pour ventilateur d'automobile
- 14 Triple oscillateur HCMOS à quartz
- 15 Indicateur de crête



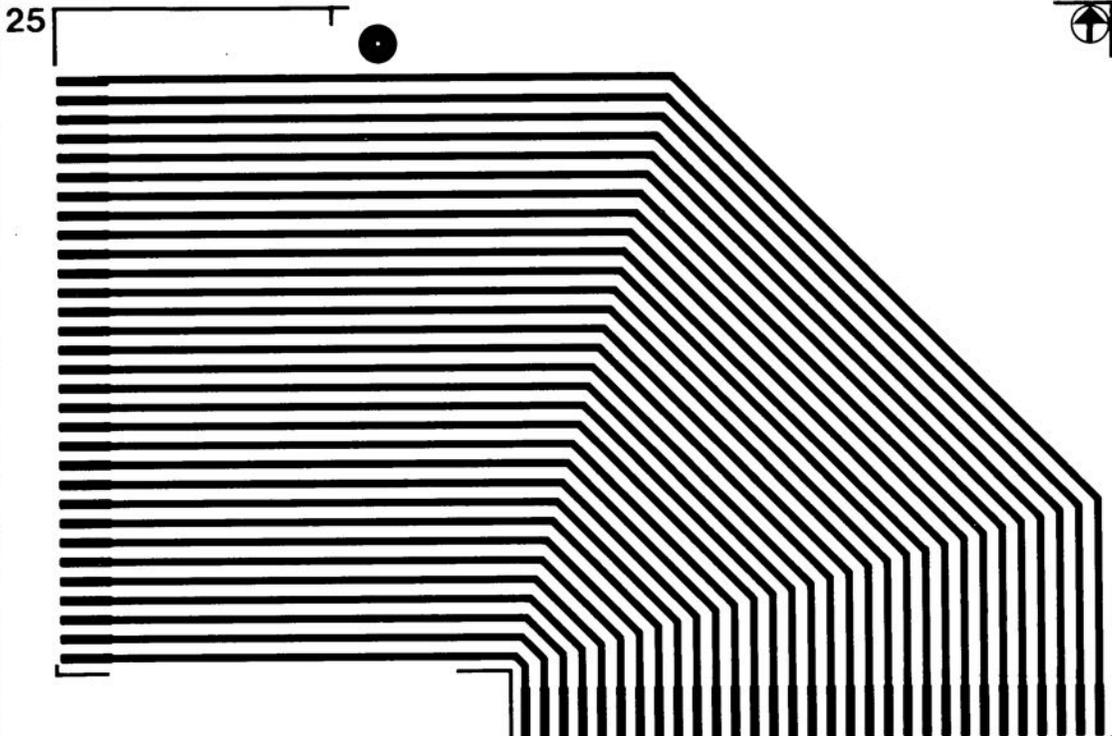
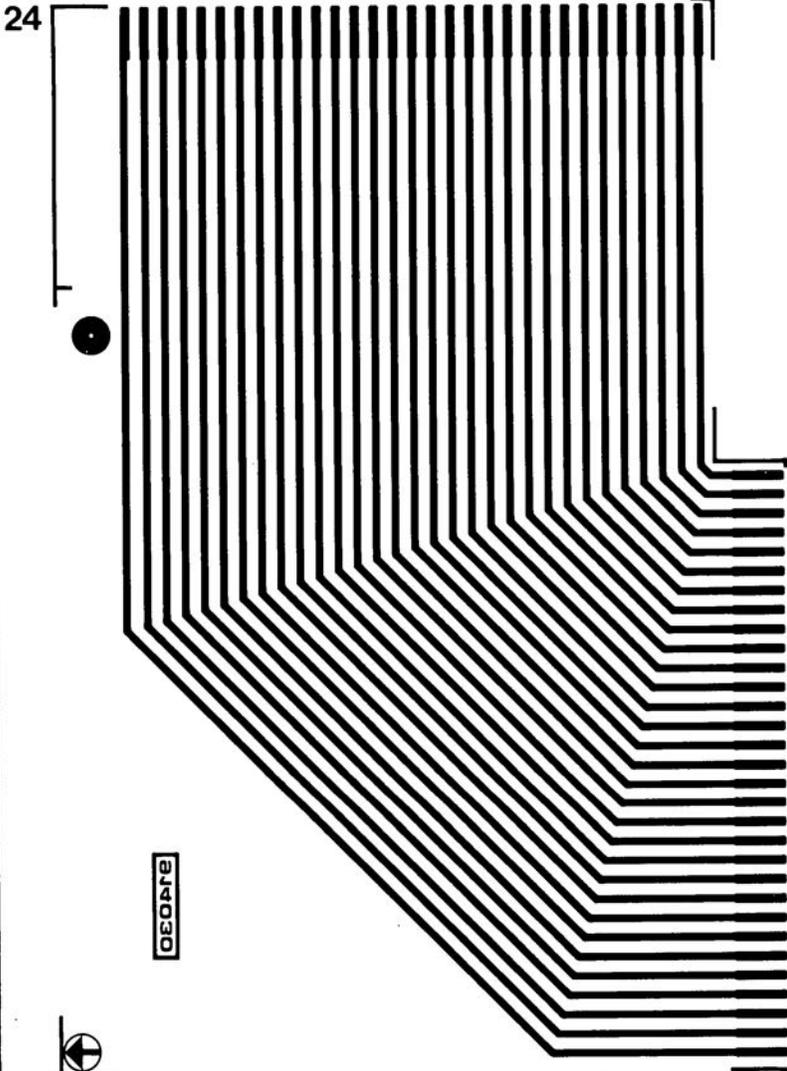
SERVICE



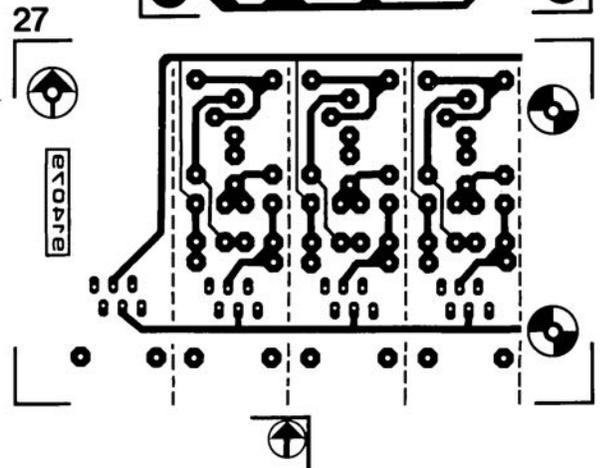
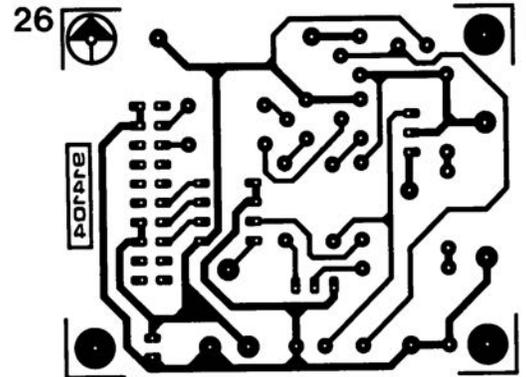
SERVICE



SERVICE



- 16 Séparateur de signaux de synchronisation
- 17 Émulateur de 2764
- 18 Interrupteur-esclave 220 V Version 2.0
- 19 Pont de Wien à alimentation symétrique
- 20 Commutateur souris-manche automatique pour Amiga
- 21 Capacimètre pour petits condensateur
- 22 Relais de sécurité électronique
- 23 Voltmètre numérique à LED
- 24 Carte d'extension de bus pour PC: recto
- 25 Carte d'extension de bus pour PC: verso
- 26 Le SCALP en testeur de capacité d'accu CdNi
- 27 Central téléphonique



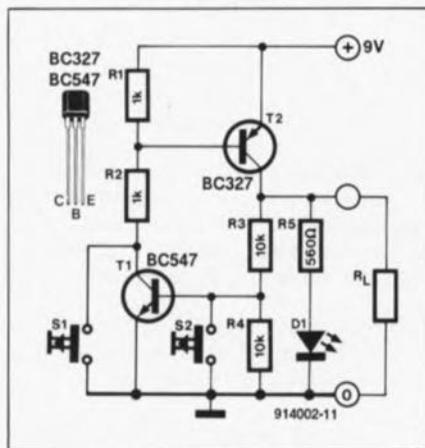
OU POUSSOIRS FUGITIFS

Ce circuit en cascade permet la mise sous tension d'une charge avec un bouton-poussoir à contact travail, et la mise hors-tension de cette même charge à l'aide d'un deuxième contact fugitif.

C'est S1 qui permet la mise sous tension de la charge. T2 est un transistor de puissance fonctionnant en interrupteur. Une action sur S1 produit la mise en conduction de T2. Ce faisant, il circule un courant dans la charge et la base de T1 est attaquée, entraînant la mise en conduction de ce second transistor. Ce dernier s'est substitué au contact de S1 puisque celui-ci a retrouvé sa position de repos.

Ce nouvel état stable, ce qui justifie le nom de bistable de ce montage, va se prolonger jusqu'à ce qu'une action sur le contact S2 provoque le blocage successivement de T1, T2 et le retour à l'état initial.

INTERRUPTEUR BISTABLE À ILS



En effet, la charge reste alimentée jusqu'à ce qu'ait lieu une action sur le bouton-poussoir S2, à contact travail lui aussi. Une telle action produit la mise à la masse de la base de T1 qui bloque alors. Ce fai-

sant, la base de T2 n'est plus alimentée et ce transistor bloque à son tour de sorte qu'il ne peut plus circuler de courant dans la charge.

Si l'on veut avoir une nouvelle mise sous tension il faudra actionner S1.

La tension d'alimentation n'est pas critique, pouvant aller de 5 à 20 volts. Le type de transistor à utiliser pour T2 dépend du courant qu'il doit pouvoir supporter: il pourra passer 100 mA à travers un BC 327, alors qu'un BD140 pourra véhiculer jusqu'à 500 mA.

La consommation de l'électronique est nulle au repos – si l'on ne tient pas compte des courants de fuite des transistors –; on peut également envisager de s'en servir pour la mise en marche d'un appareil étanche avec un aimant.

O. Bailleux

Le brossage des dents est une occupation à laquelle nous devrions nous adonner plusieurs fois par jour, et ce pendant une certaine durée. Des recherches scientifiques ont prouvé que la durée optimale de cette opération est de 3 minutes. Faire durer ce traitement plus longtemps peut se traduire par une irritation de la gencive, un brossage plus court ne permet pas un massage suffisant de la gencive et une élimination efficace du tartre.

Certains des fabricants de brosses à dent électriques se targuant d'être à la pointe de la technologie dotent aujourd'hui leur produit d'un minuteur; cet accessoire se manifeste au bout de 3 mn par un signal

MINUTEUR POUR SOINS DENTAIRES

acoustique, indiquant que l'on peut maintenant passer à une autre occupation. Si vous faites encore partie des quelques millions de Français à continuer de se brosser les dents avec une brosse à dent classique, lire mécanique, vous ne disposez pas du soutien moral apporté par un tel dispositif, raison pour laquelle nous vous le proposons ici.

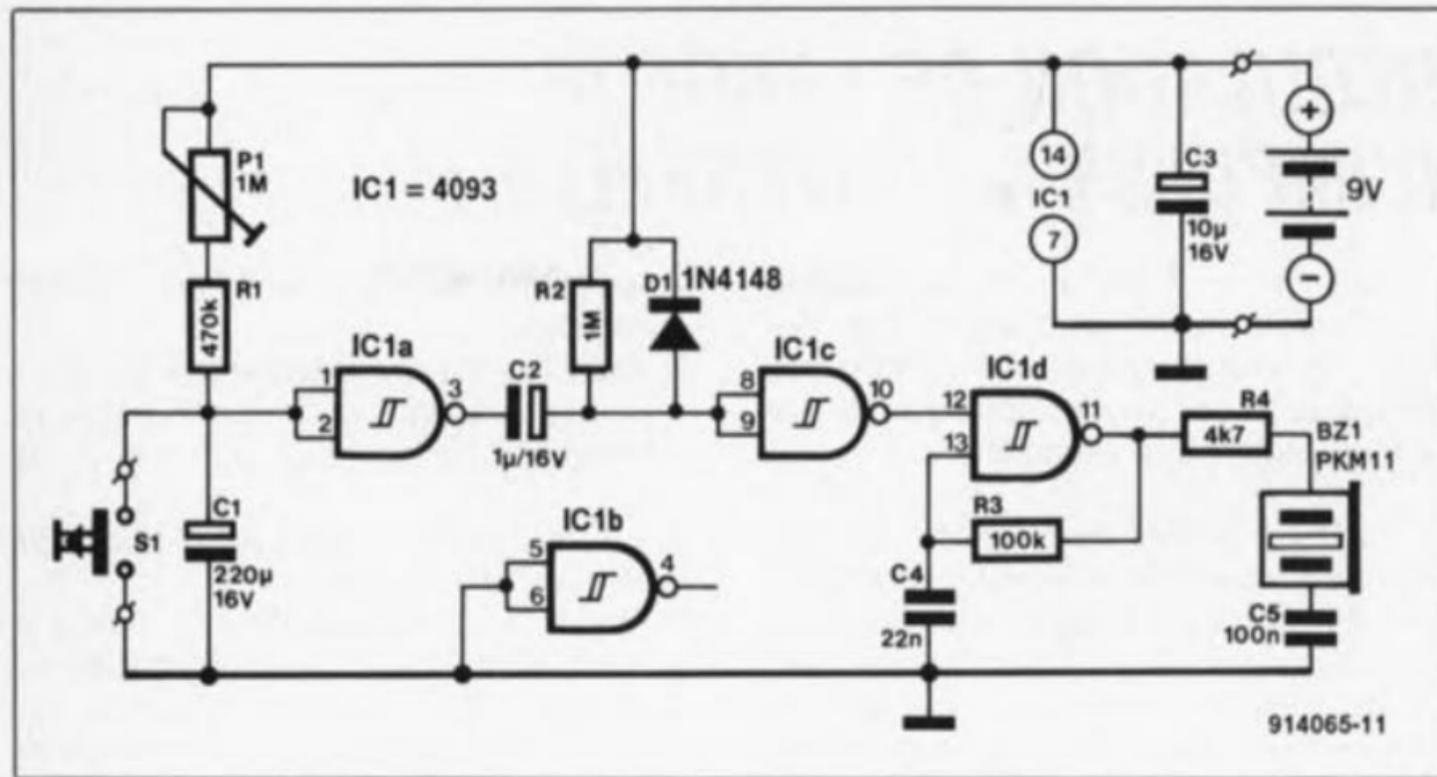
Notre minuteur pour soins dentaires produit un signal sonore 3 minutes après le début de l'opération de "brossage de la dentition".

Une action sur le bouton-poussoir S1 fait passer au niveau logique bas le signal

présent aux entrées de la porte NAND à trigger de Schmitt IC1a.

Une fois le bouton-poussoir relâché, le condensateur C1 peut se recharger lentement via la résistance ajustable P1 et la résistance R1, de sorte que la tension aux broches 1 et 2 de IC1a augmente progressivement.

Dès que la tension aux bornes du condensateur a retrouvé une certaine valeur, la sortie de IC1a bascule, passant d'un niveau haut vers un niveau bas. Le flanc descendant ainsi produit fait entrer brièvement en fonction l'oscillateur basé sur la porte IC1d. Pendant une durée dont la longueur est définie par les valeurs des composants de la combinaison RC, R2/C2, il



retentit un signal sonore indiquant l'écoulement de la durée recommandée pour l'opération de brossage des dents.

La résistance ajustable P1 permet d'ajuster à 3 minutes très précisément cette durée de soins.

Vu la faible consommation de ce circuit basé sur un circuit intégré CMOS, il n'est pas nécessaire de prévoir d'interrupteur marche/arrêt.

092

RÉGULATION DE LARGEUR D'IMPULSION UNIVERSELLE

La régulation de largeur d'impulsion proposée ici peut être commandée, soit par un potentiomètre soit, par une tension externe. Le rapport cyclique (impulsion/pause) peut varier entre 0 et 100%. La largeur d'impulsion est définie selon la technique classique de comparaison entre une tension triangulaire et un niveau donné de tension continue.

La tension triangulaire est générée à l'aide d'un intégrateur (IC1a/T1) et d'un trigger de Schmitt (IC1b). L'amplificateur opérationnel IC1c compare le signal triangulaire à une tension continue (soit définie par le potentiomètre P5 ou soit d'origine externe), processus qui se traduit par l'apparition à la sortie de IC1c d'une tension rectangulaire lorsque la largeur d'impulsion est proportionnelle au niveau de la tension continue.

La sortie de IC1c constitue aussi la sortie de la régulation. On pourra, par exemple,

y connecter un étage de puissance commandant la charge proprement dite. Cet étage pourra prendre une forme très simple, celle de l'électronique centrée sur le transistor T2 par exemple.

La LED D1 permet de visualiser le fonctionnement de la régulation; D1 pourra fort bien être une LED intégrée dans un optocoupleur ou un relais à semi-conducteur. Le quatrième amplificateur opérationnel intégré dans IC1 est utilisé ici comme étage de puissance attaquant un galvanomètre à bobine mobile visualisant le pourcentage de la largeur d'impulsion du signal de sortie.

Le réglage du montage se fera de la manière suivante:

1) Ajustez, par action sur P1, la fréquence désirée (comprise entre 0 et 1 000 Hz). Tournez la résistance ajustable P2 à mi-chemin, mettez l'ajustable P6 à sa résis-

tance maximale et donnez à S1 la position du schéma.

2) Branchez un oscilloscope à la broche 6 de IC1, et, par action sur P3, ajustez l'amplitude du signal à une valeur de $1 V_{cc}$.

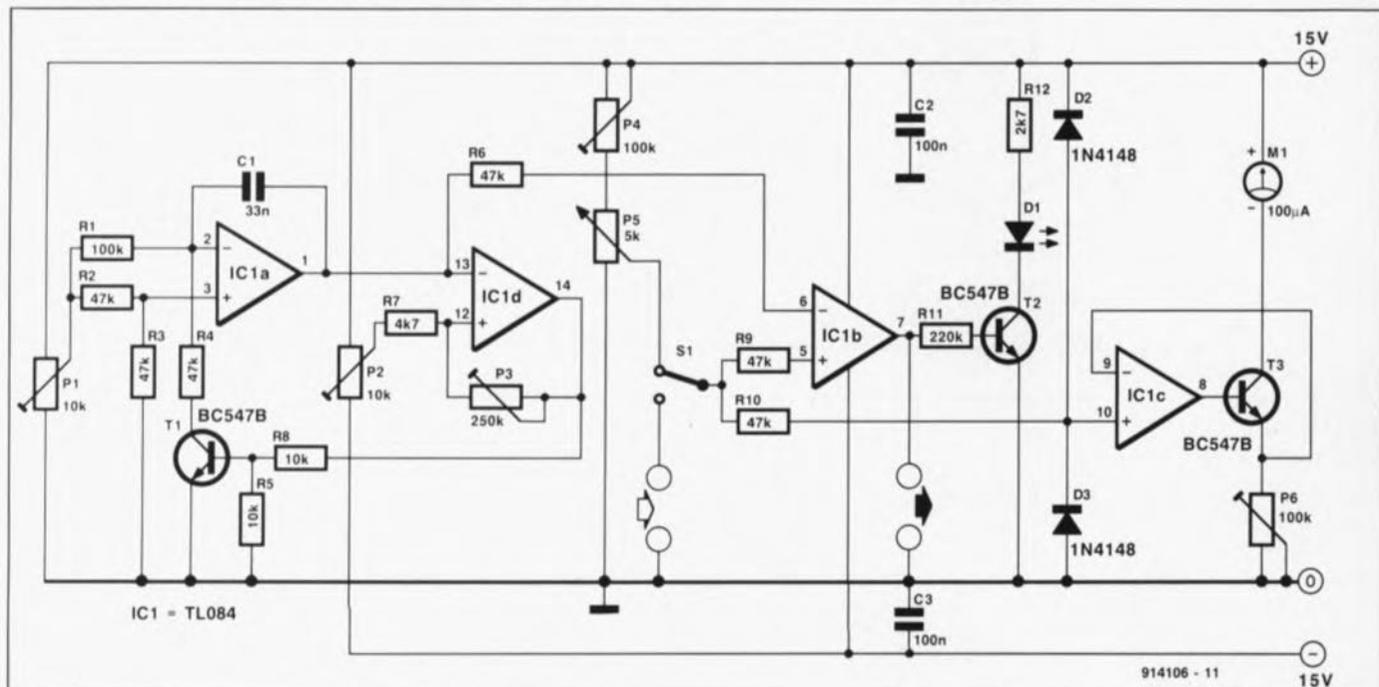
3) À l'aide de P4 on règle à 1 V la tension régnant aux bornes de P5.

4) Mettez le curseur de P5 à la masse et recherchez pour P2 la position dans laquelle on n'obtient plus d'impulsions (en aiguille) à la sortie de IC1c. On reprendra les réglages des points 2 et 4 jusqu'à ce qu'il ne soit plus nécessaire de peaufiner le réglage.

5) Mettez pour finir le curseur de P5 au niveau de tension maximal, 1 V, et jouez sur P6 jusqu'à obtenir un débattement à pleine échelle du galvanomètre.

La consommation du montage est inférieure à 20 mA.

U. Kunz



093

MISE EN FONCTION AUTOMATIQUE

POUR ONDULEUR

Les onduleurs ont l'inconvénient caractéristique de constituer une charge importante pour la source de courant continu, même si l'appareil connecté ne draine pas de courant de sortie. Afin de pouvoir mettre profit la capacité totale de l'accu-tamp, il nous faudrait un circuit qui mette l'onduleur en fonction uniquement lorsque le besoin d'un courant de charge se fait sentir.

Il a semblé, à l'un de nos lecteurs, Mr.

Resch, que l'Interrupteur différentiel automatique, décrit dans le numéro 142 d'Elektor, était prédestiné pour remplir cette tâche. En regardant le schéma, on remarque que la partie droite de l'électronique est, en effet, occupée par cet interrupteur différentiel automatique.

Au repos, en absence de connexion d'appareil consommateur donc, la tension de batterie de 12 V - diminuée des 0,7 V dus à la chute de tension introduite par la diode de protection contre des erreurs de polarité, D1- est présente aux bornes du

condensateur C1. À travers la résistance R5 et les contacts repos du relais Re1, la tension continue de 12 V est appliquée au bornier secteur côté charge, K2. Cependant, comme l'appareil consommateur est hors-fonction, il ne circule pas de courant. Dès l'instant de connexion d'une charge, un courant traverse la résistance R5, la charge et la diode D3 vers la masse. Il se produit, aux bornes des diodes D4 à D6, une chute de tension de quelque 2,4 V. Cette tension suffit à activer la LED intégrée dans l'optocoupleur, IC2, processus rendant conducteur son transistor.

GÉNÉRATEUR D'IMPULSIONS À 4066

Le circuit de cet article montre comment utiliser un unique commutateur électronique quadruple du type 4066, disponible partout à des prix dérisoires, pour la réalisation d'un générateur d'impulsions avec réglage indépendant des durées au niveau haut et bas du signal rectangulaire de sortie.

Si l'interrupteur IC1a est ouvert, l'entrée de commande de IC1b est haute et cet interrupteur est fermé. Les entrées de commande des IC1c et IC1d se trouvent de ce fait au niveau logique bas. Le condensateur C2 peut être chargé à travers l'ajustable P1, C3 l'étant à travers l'ajustable P2. Lorsque la tension aux bornes du condensateur C2 atteint un niveau donné, IC1a se ferme et force la commande d'entrée de IC1b au niveau bas. Dans ces conditions les sorties du circuit, (1) et (2) se trouvent au niveau logique haut. L'amplitude du signal de la sortie (1) est de 5 V. Celle de la sortie (2) peut presque atteindre le niveau de la tension d'alimentation (15 V max.)

Entre-temps, le commutateur IC1c est fermé, entraînant la décharge du condensateur C2. IC1a s'ouvre permettant ainsi la charge du condensateur C3 à travers l'ajustable P2. Si maintenant le niveau de la tension aux bornes de C3 atteint le niveau requis, IC1b se ferme et les sorties de circuit prennent un niveau logique bas.

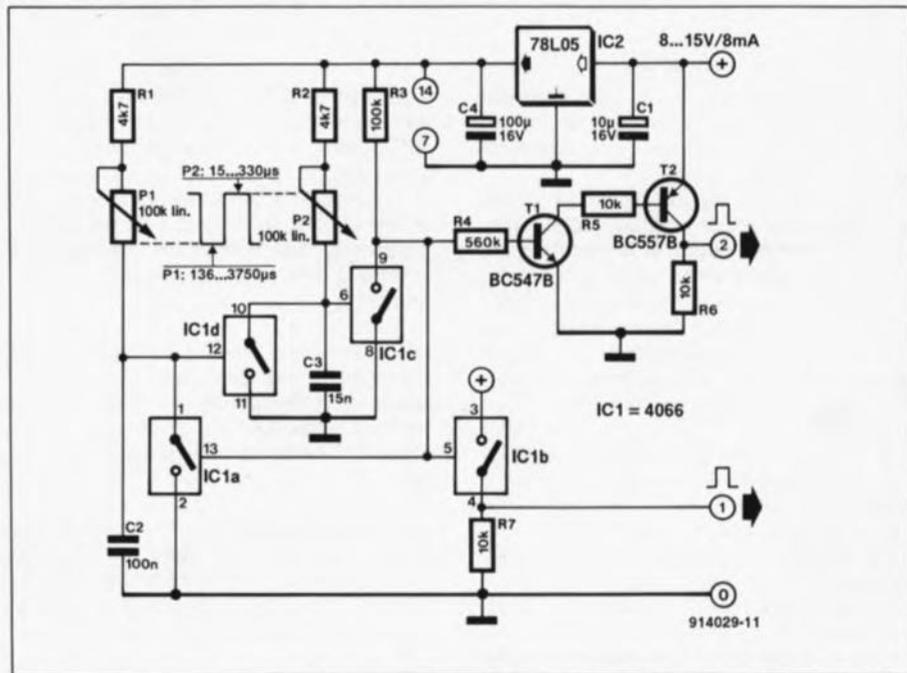
Les durées pendant lesquelles le signal de sortie rectangulaire présente un niveau haut ou un niveau bas peuvent être ré-

glées par l'intermédiaire des ajustables P1 et P2 respectivement. Si l'on opte pour le dimensionnement proposé dans le schéma, il est possible d'ajuster la durée au niveau bas sur une plage comprise entre 136 μ s et 3,75 ms et celle au niveau haut sur une plage comprise entre 15 μ s et 330 μ s. Pour obtenir d'autres valeurs de ces durées il faudra modifier en conséquence la capacité des condensateurs C2 et C3.

La consommation du circuit sous une tension de 10 V est de 8 mA environ.

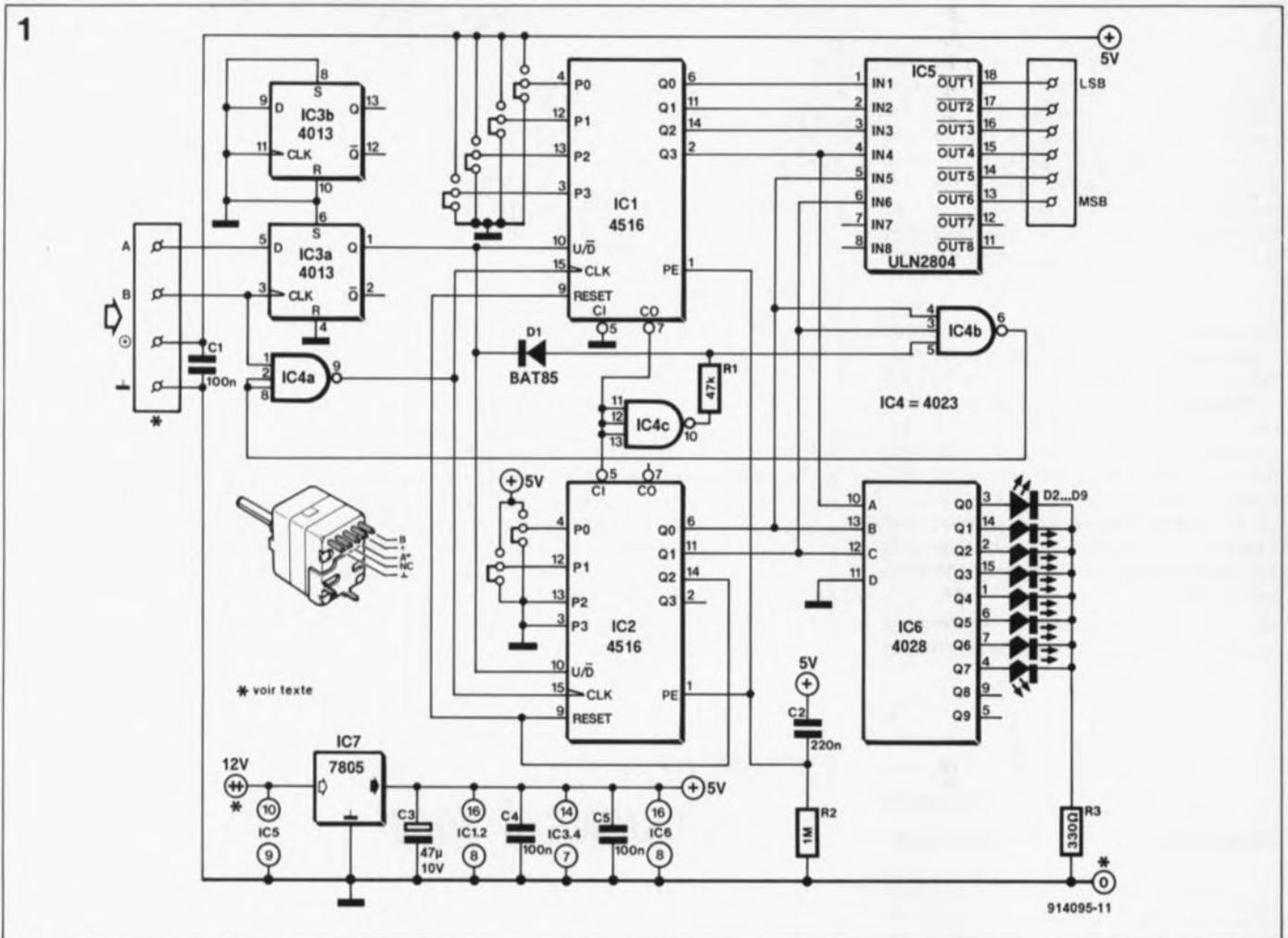
On notera pour finir que la forme rectangulaire du signal de sortie disponible à la sortie (1) n'est pas parfaite et que sa sortie (*fan out*) est plutôt limitée. La seconde sortie, (2), est dotée d'un tampon; ce sera donc elle que l'on utilisera pour la plupart des applications.

P. Sicherman



095

COMPTEUR/DÉCOMPTEUR OPTIQUE À 6 BITS



La pratique aura vite fait de vous convaincre de l'avantage principal d'un compteur/décompteur optique: une absence presque totale d'usure.

Le générateur d'impulsions utilisé ici est un "encodeur rotatif optique" de Bourns, composant qui intègre la logique nécessaire à la détection du sens de rotation. Associé à un encodeur optique de ce genre, le circuit que nous vous proposons devient un compteur/décompteur optique à sortie numérique présentant une résolution de 6 bits. Si on le combine, à son tour, avec le réseau en échelle logarithmique décrit ailleurs dans ce numéro Hors-Gabarit, on se trouve en présence d'une commande de volume numérique permettant une atténuation du signal en 64 pas.

Ces 64 pas correspondent au nombre d'impulsions produites lors d'un tout complet de l'encodeur préconisé (ENA1J-B28-L00064). À l'image de ce qui se passe dans le cas d'une commande de volume classique, un seul tour (correspondant à une de rotation de 270° à 300° sur un potentiomètre standard) permet là aussi de faire passer le signal de zéro au volume maximum.

Les 2 signaux de sortie fournis par l'encodeur optique attaquent la bascule-D IC3a et la porte NAND IC4a. À chaque apparition d'une impulsion d'horloge sur la broche B, le niveau présent à la broche A est

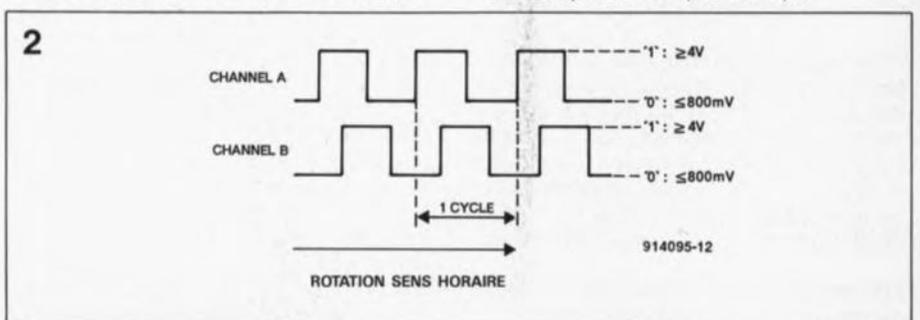
stocké dans la bascule. Le niveau de sortie de IC3a attaque l'entrée U/D (UP/DOWN = comptage/décomptage) de 2 compteurs, IC1 et IC2. C'est ainsi que l'on convertit le sens de rotation de l'encodeur en un comptage, ou en un décomptage, des compteurs. La figure 2 montre la relation de phase entre les 2 signaux de sortie.

Dès que le compteur a atteint sa valeur maximale - tous les 6 bits sont au niveau haut - tout comptage est arrêté par les portes IC4c et IC4d qui bloquent alors, via la porte IC4a, le train d'impulsions d'horloge.

En cas de dépassement de la limite inférieure (tous les bits sont à "0"), les 2 compteurs sont remis à zéro, via la sortie Q2 de IC2 (en fait toutes les 8 sorties pas-

sent un court instant au niveau haut). Cette construction se traduit en outre par une élimination automatique d'un état indéfini dû par exemple à une impulsion parasite.

Comme, après une remise à zéro, le contenu des compteurs est nul, la "dernière position" n'est pas - contrairement à ce qui se passe dans le cas d'un potentiomètre de volume - mémorisée. Ceci explique la présence d'une fonction de prépositionnement (**preset**). Si toutes les entrées P des compteurs IC1 et IC2 sont reliées à la masse, le compteur se met à compter à partir de zéro. L'utilisateur pourra choisir toute autre combinaison pour les entrées de prédéfinition; il suffit pour cela de connecter une (ou plusieurs) entrée(s) à la ligne positive de l'alimentation. On pourra faire appel pour remplir cette fonction à 6 interrupteurs DIL par exemple.



914095-12

Le circuit comporte un dernier dispositif fort intéressant: les LED D2 à D9 connectées aux sorties de IC6. Ces 8 LED servent à visualiser grossièrement la combinaison de bits présente aux sorties. Les LED se substituent ainsi en quelque sorte à l'échelle graduée que comporte une commande de volume classique.

Les sorties numériques servent, via un étage-tampon, IC5, à la commande de 6 relais. Il est important de veiller à ce que les courants d'activation des relais n'aient pas d'effet négatif sur la logique; il faudra donc, lors du dessin du circuit imprimé, faire en sorte que les pistes véhiculant les courants d'activation de relais ne passent

pas trop près de la logique.

La consommation du circuit est comprise entre 20 et 30 mA –si l'on ne tient pas compte des courants d'activation. IC7 fournit la tension régulée de 5 V nécessaire à la logique numérique. IC5 est alimenté en 12 V, les relais étant eux pris entre le +12 V et les sorties de IC5.

PROTECTION CC POUR HAUT-PARLEURS

Les amplificateurs symétriques ont un inconvénient important: en cas de panne, il peut se faire que l'une des tensions d'alimentation se "faufile" directement jusqu'à l'une des enceintes (haut-parleur). Dans de telles conditions, le plus malheureux des haut-parleurs concernés pousse un ploc bref, mais caractéristique, rendant du même coup son "dernier soupir". Les mises en et hors-fonction de l'amplificateur sont aussi des instants critiques où il naît des tensions continues qui, pour les haut-parleurs, constituent des charges difficiles à "encaisser".

La protection CC pour haut-parleurs et autres enceintes, objet de cet article, protège le haut-parleur contre les risques mentionnés plus haut.

Le montage est alimenté à l'aide d'un module d'alimentation-secteur, ce qui vous évitera d'avoir à "bricoler" à l'intérieur de l'amplificateur pour y dériver une tension convenable.

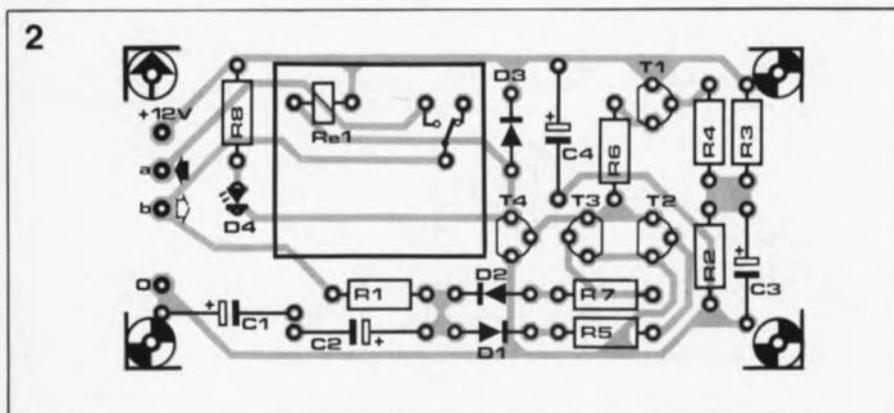
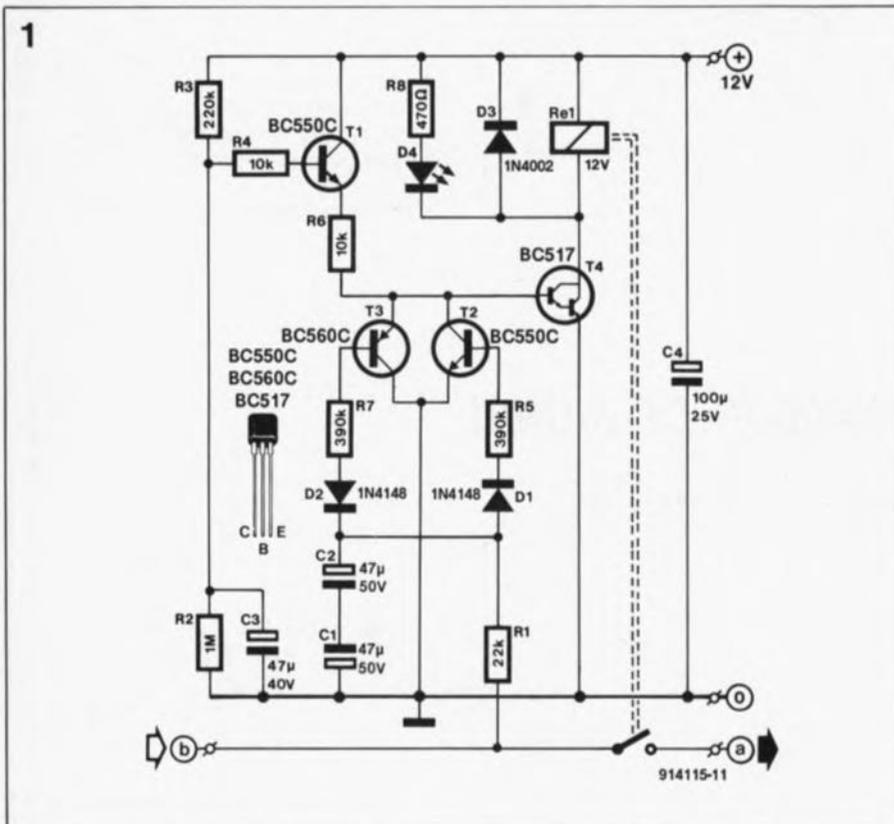
Lors de la mise en fonction du circuit de protection, le condensateur C3 se charge, progressivement, à travers la résistance

R3, jusqu'au moment où le transistor T1 devie conducteur et active, par l'intermédiaire de T4, le relais Re1. L'avantage de ce mode d'opération, visualisé par l'illumination de la LED D4, est que les haut-parleurs ne sont reliés aux sorties de l'amplificateur de puissance qu'une fois que les tensions d'alimentation de ce dernier se soient stabilisées.

Lorsque la protection est en fonction, la tension en provenance de l'amplificateur est appliquée au circuit à travers l'entrée b. De par la présence des condensateurs C1 et C2, les tensions alternatives n'ont aucune influence. Une tension continue, au contraire, charge le condensateur "bipolaire". C'est en effet la polarité de la tension continue d'entrée (+1,5 V à -0,7 V) qui détermine lequel des transistors T2 et T3 devient passant pour "enlever" au transistor-darlington T4 sa tension de base. Résultat: le relais Re1 décolle, interrompant la ligne de reliant le haut-parleur à l'amplificateur.

En l'absence de tension continue, et après un certain retard défini par l'intermédiaire de la résistance R1 et des condensateurs C1 et C2, le relais est réexcité.

On notera que la tension d'alimentation pour le montage ne doit être stabilisée que



Liste des composants

Résistances:

R1 = 22 k Ω
 R2 = 1 M Ω
 R3 = 220 k Ω
 R4, R6 = 10 k Ω
 R5, R7 = 390 k Ω
 R8 = 470 Ω

Condensateurs:

C1, C2 = 47 μ F/50 V
 C3 = 47 μ F/40 V
 C4 = 100 μ F/25 V

Semi-conducteurs:

D1, D2 = 1N4148
 D3 = 1N4001
 D4 = LED
 T1, T2 = BC550C
 T3 = BC560C
 T4 = BC517

Divers:

relais 12 V, contact travail (tel que Siemens V23127-A0002-A101 par exemple)

grossièrement. Il ne faut pas doter le module d'alimentation-secteur de gros condensateurs électrolytiques. Cette régulation "brute" sert en effet à faire en sorte que le relais décolle avant que la tension

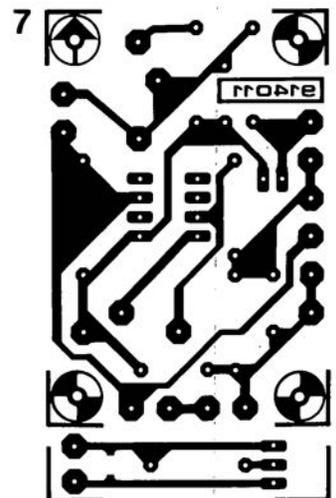
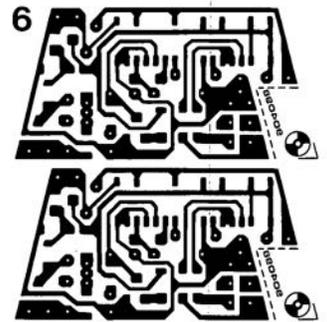
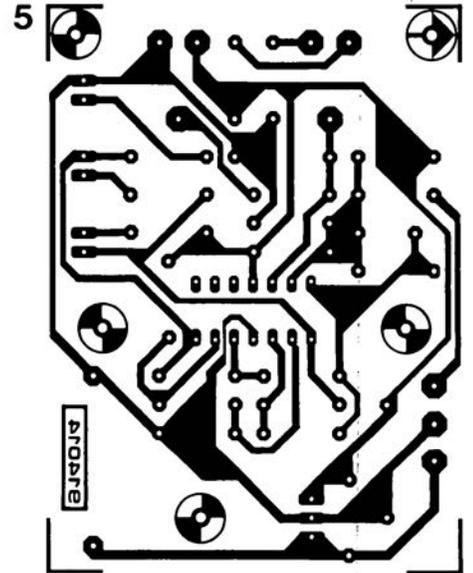
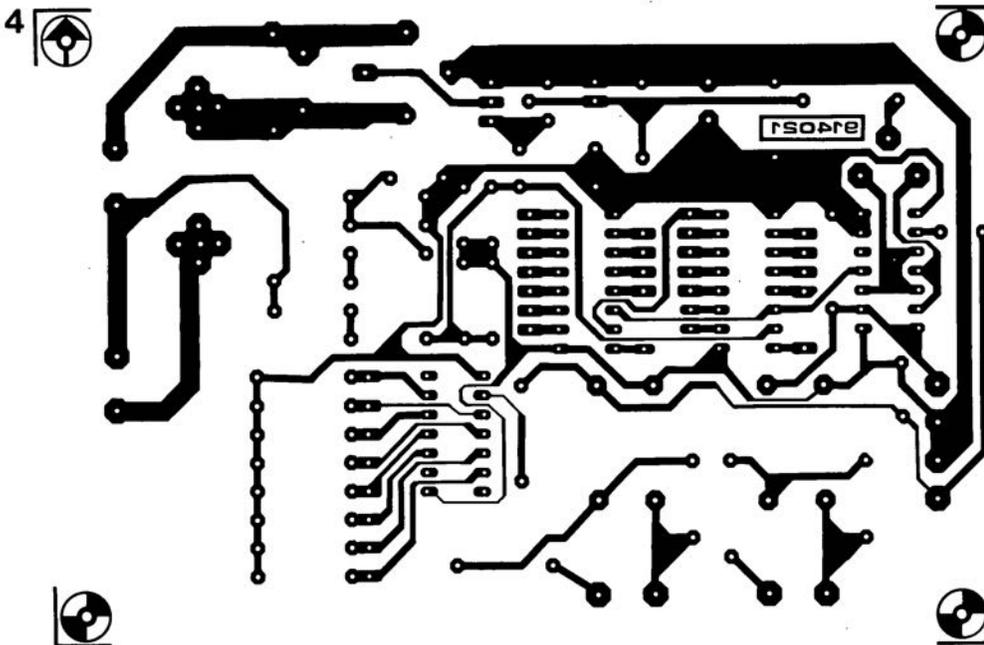
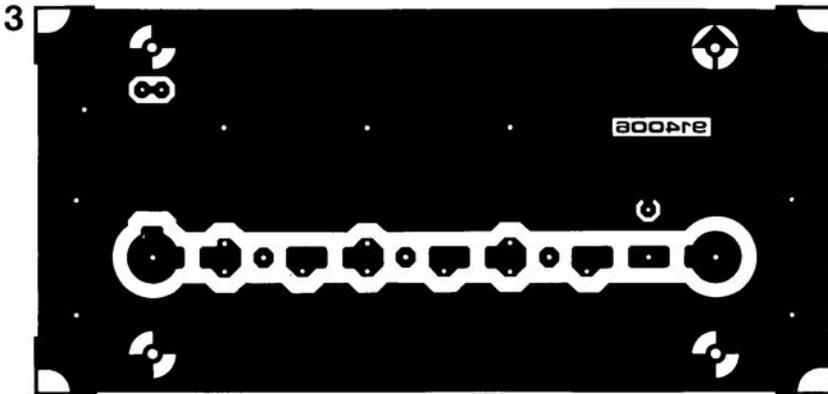
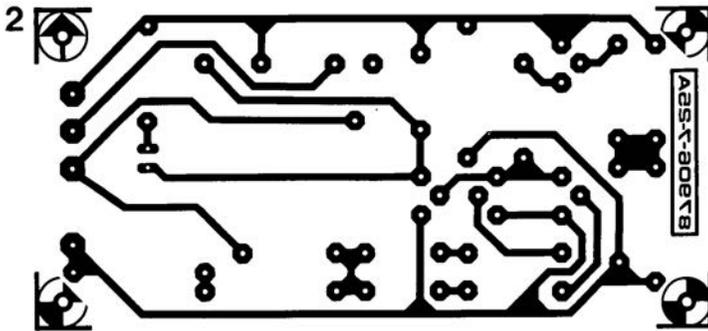
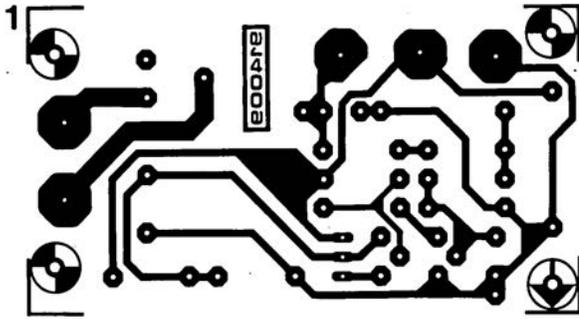
d'alimentation de l'amplificateur ne puisse "s'effondrer". Si le relais est relâché à temps, on n'entendra pas non plus, dans les haut-parleurs, le ploc de mise hors-fonction si caractéristique.

La consommation typique du montage se situe, en fonction du relais utilisé, aux alentours de 50 mA.

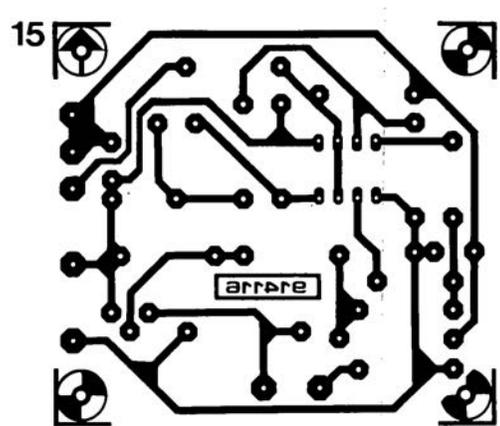
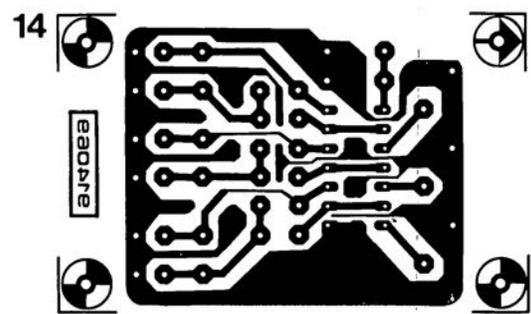
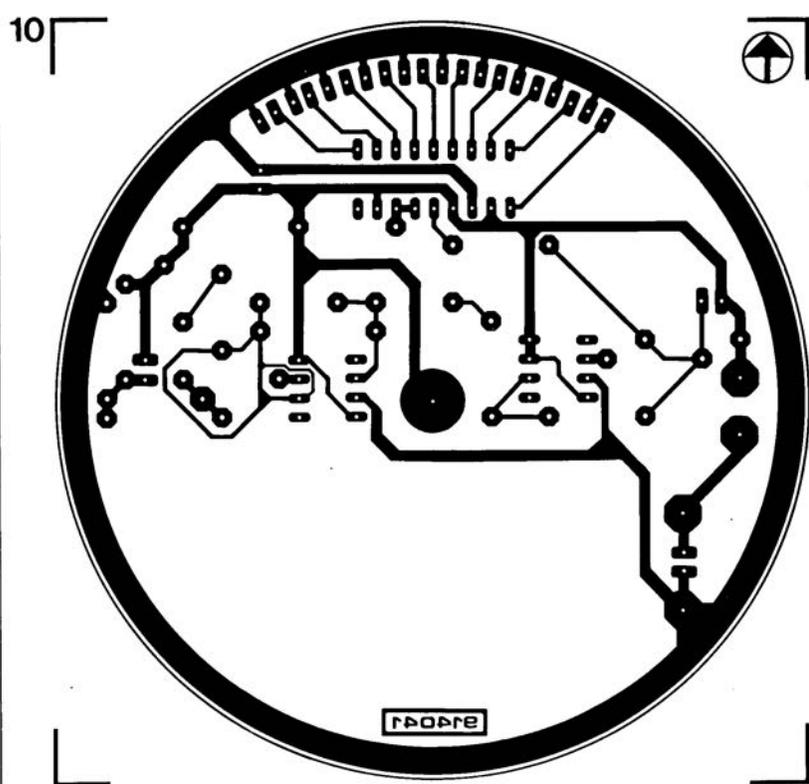
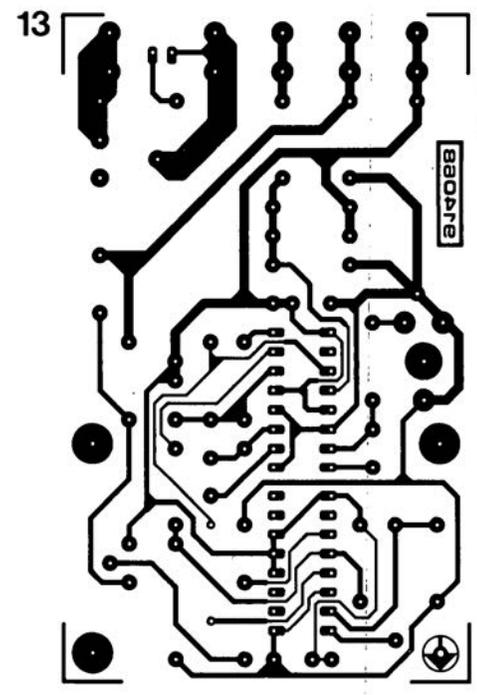
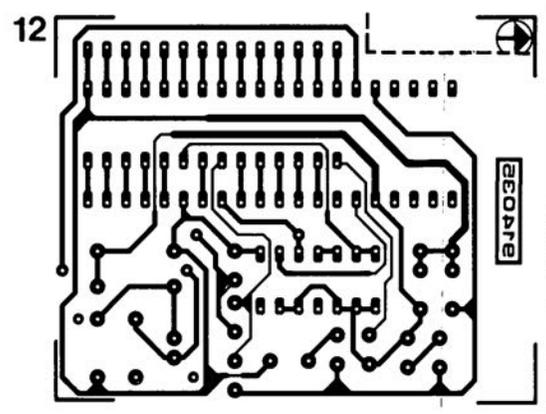
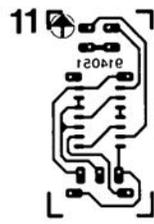
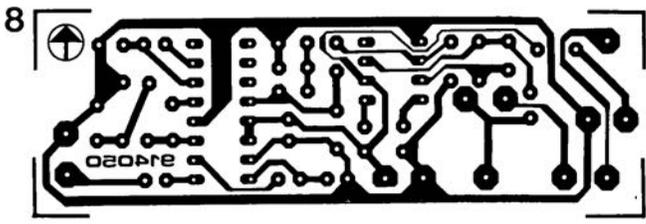
W. Teder

SERVICE

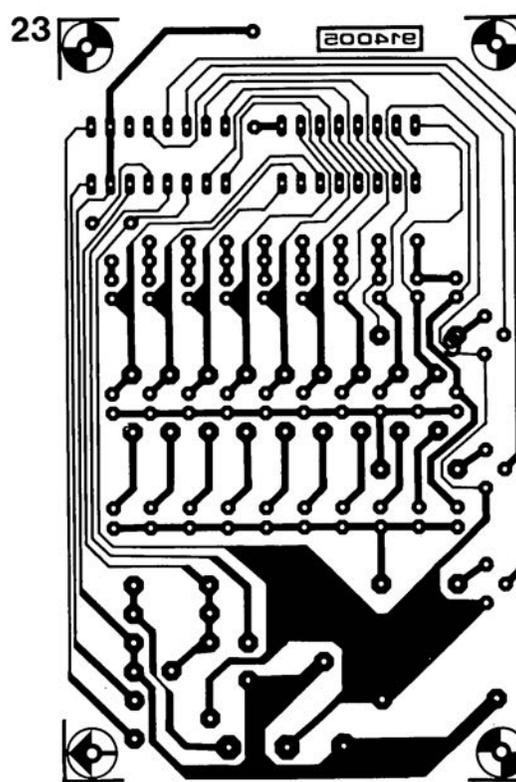
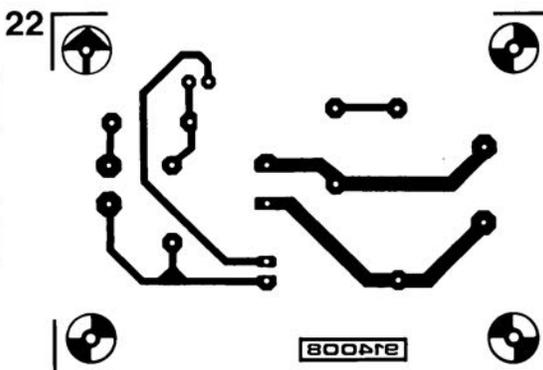
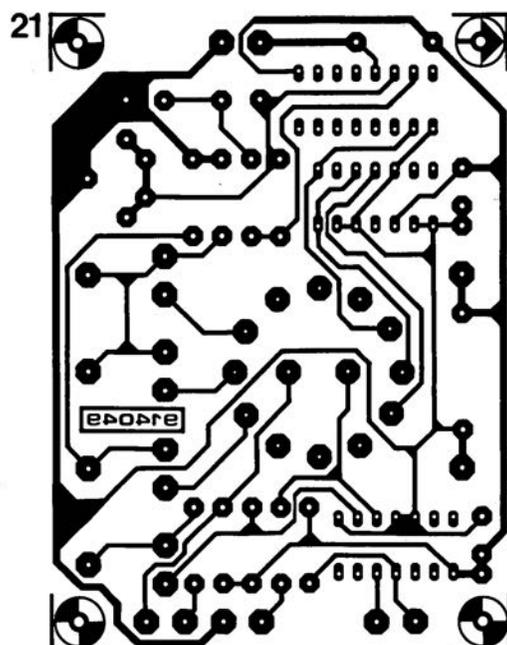
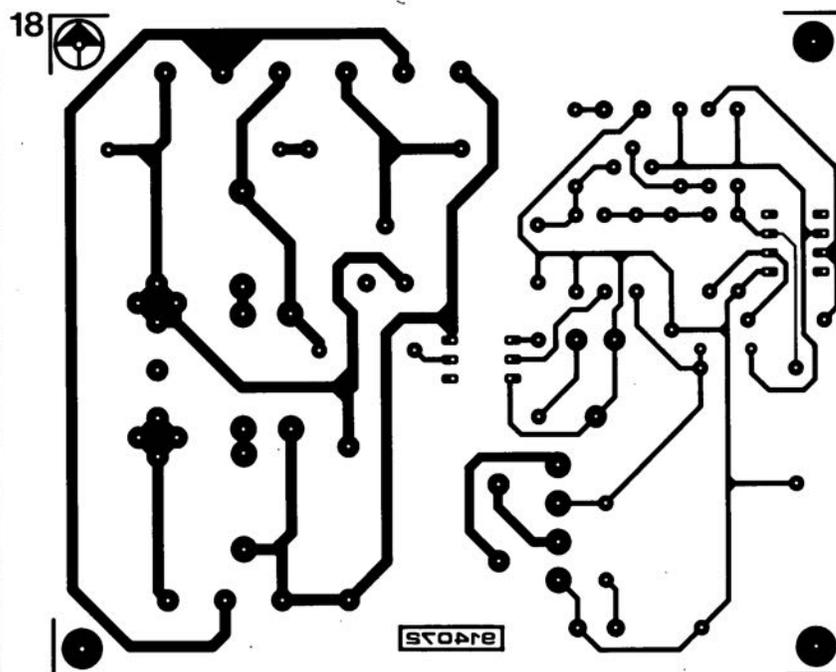
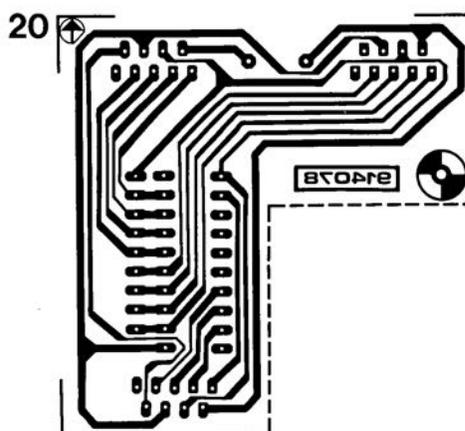
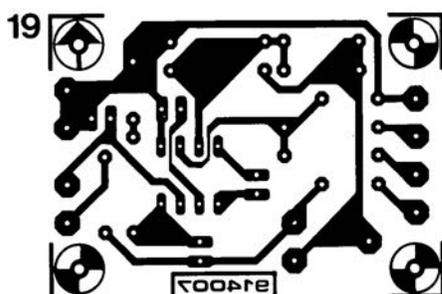
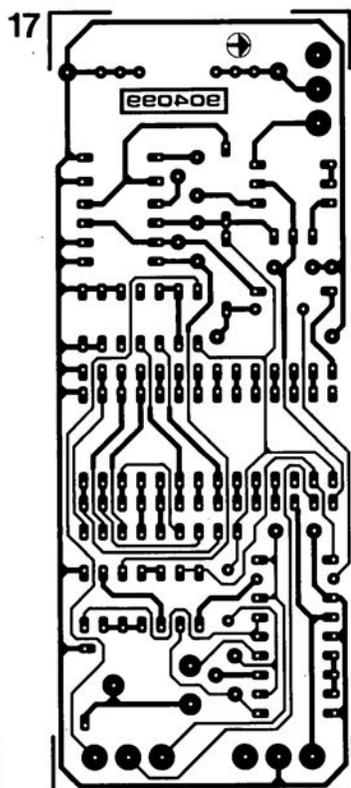
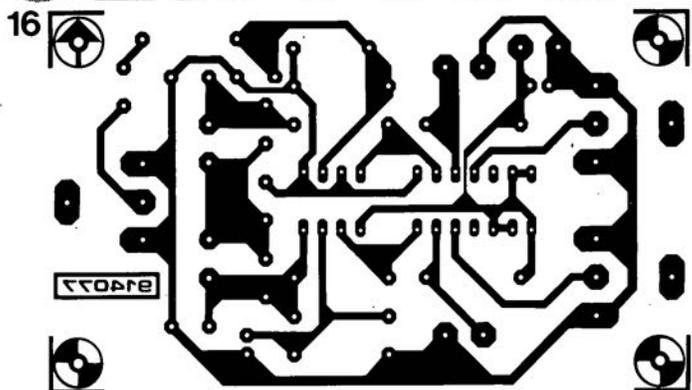
- 1 Commande de lave & essuie-glace
- 2 Protection CC pour haut-parleur
- 3 Amplificateur UHF
- 4 Temporisateur universel
- 5 Indicateur C-D-S pour batterie de voiture
- 6 Inverseur de sens de circulation (2x)
- 7 Module thermométrique LD
- 8 S-mètre pour récepteur à ondes courtes
- 10 Indicateur de puissance de champ: composants
- 11 Indicateur de puissance de champ: plan de masse
- 12 Accélérateur vidéo pour Archimedes
- 12 Adaptateur 1 Mbit pour programmeur d'EPROM
- 13 Circuit de commande automatique pour ventilateur d'automobile
- 14 Triple oscillateur HCMOS à quartz
- 15 Indicateur de crête



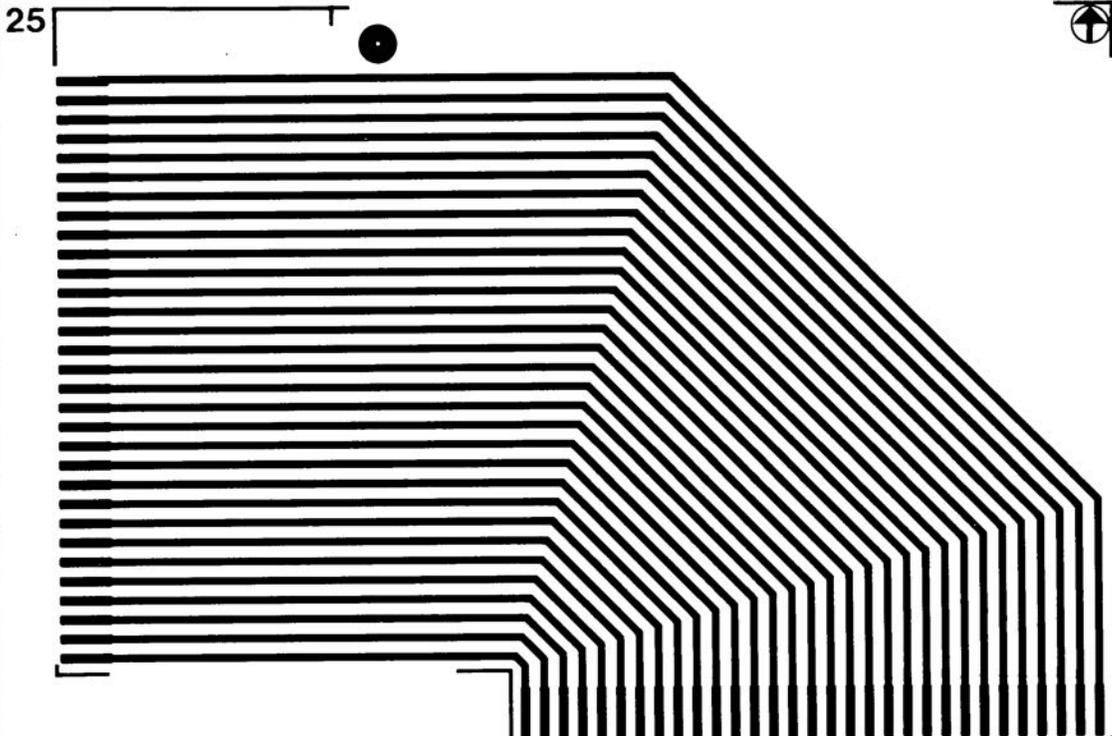
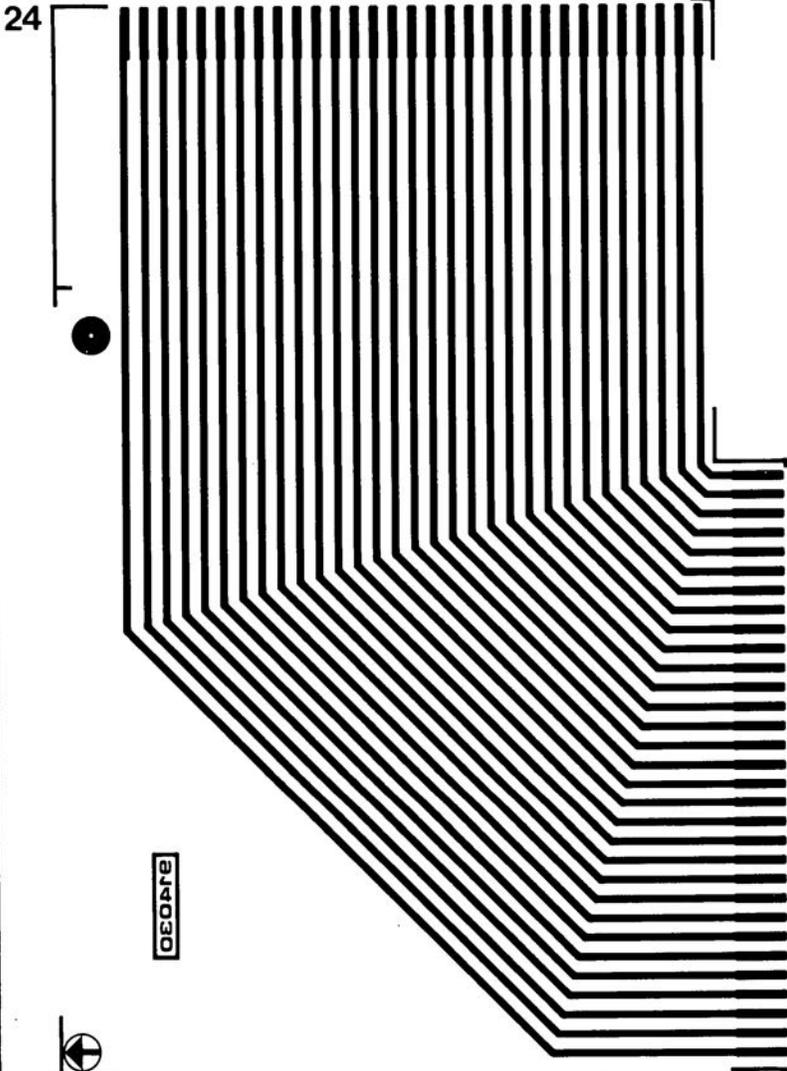
SERVICE



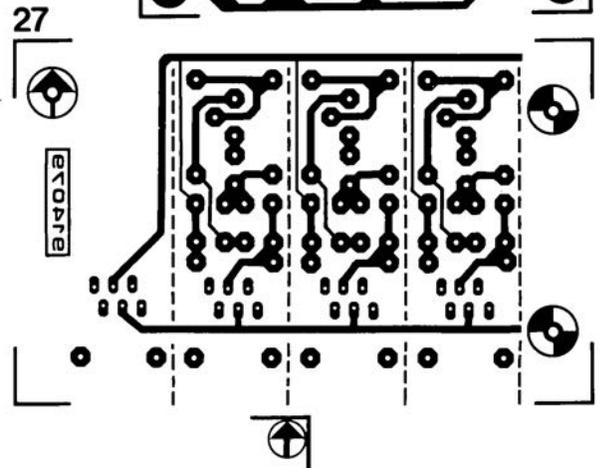
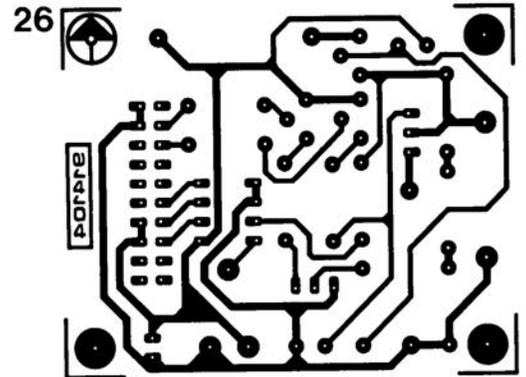
SERVICE



SERVICE



- 16 Séparateur de signaux de synchronisation
- 17 Émulateur de 2764
- 18 Interrupteur-esclave 220 V Version 2.0
- 19 Pont de Wien à alimentation symétrique
- 20 Commutateur souris-manche automatique pour Amiga
- 21 Capacimètre pour petits condensateur
- 22 Relais de sécurité électronique
- 23 Voltmètre numérique à LED
- 24 Carte d'extension de bus pour PC: recto
- 25 Carte d'extension de bus pour PC: verso
- 26 Le SCALP en testeur de capacité d'accu CdNi
- 27 Central téléphonique



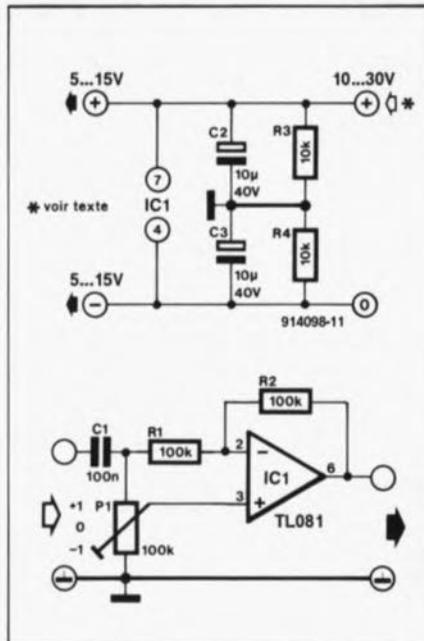
DISPOSITIF D'AJUSTAGE DE POLARITÉ

1 amplificateur opérationnel, 2 résistances, 1 condensateur et 1 potentiomètre, il n'en faut pas plus pour créer un étage amplificateur permettant de faire varier le gain, par une simple action sur le potentiomètre, sur une plage allant d'un gain unitaire positif à un gain unitaire négatif.

Le signal d'entrée est appliqué aux 2 entrées de l'amplificateur opérationnel, un TL081. Le signal arrive à l'entrée inverseuse à travers le condensateur de couplage C1 et la résistance R1. Les 2 résistances R1 et R2 ayant la même valeur, elles donnent à l'amplificateur opérationnel un gain égal à 1, donc unitaire.

Le signal destiné à l'entrée non-inverseuse du TL081, y arrive à travers le potentiomètre P1. Il est évident que le niveau du signal présent à cette entrée est fonction de la position du curseur de P1.

Si le curseur du potentiomètre se trouve à mi-chemin, les 2 signaux se neutralisent, ce qui se traduit par l'absence de signal



en sortie. Si l'on tourne le curseur vers C1/R1, le signal sur l'entrée non-inverseuse domine et se présente, après avoir subi un gain unitaire, à la sortie. Le fait de tourner le curseur de P1 vers la masse transforme le circuit en un amplificateur inverseur à gain unitaire classique.

L'impédance de sortie du circuit est de 50 kΩ environ. La valeur de C1 (100 nF) permet au montage de traiter des signaux ayant une fréquence minimale de 30 Hz. La tension d'alimentation du dispositif d'ajustage de polarité peut être comprise entre ±5 et ±15 V.

Si vous ne disposez pas d'un module d'alimentation fournissant une tension symétrique, vous pourrez faire appel au petit circuit de secours proposé ci-contre et dans lequel les résistances R3 et R4 avec les condensateurs C2 et C3 génèrent, à partir d'une unique tension d'alimentation, une tension pseudo-symétrique.

application National Semiconductor

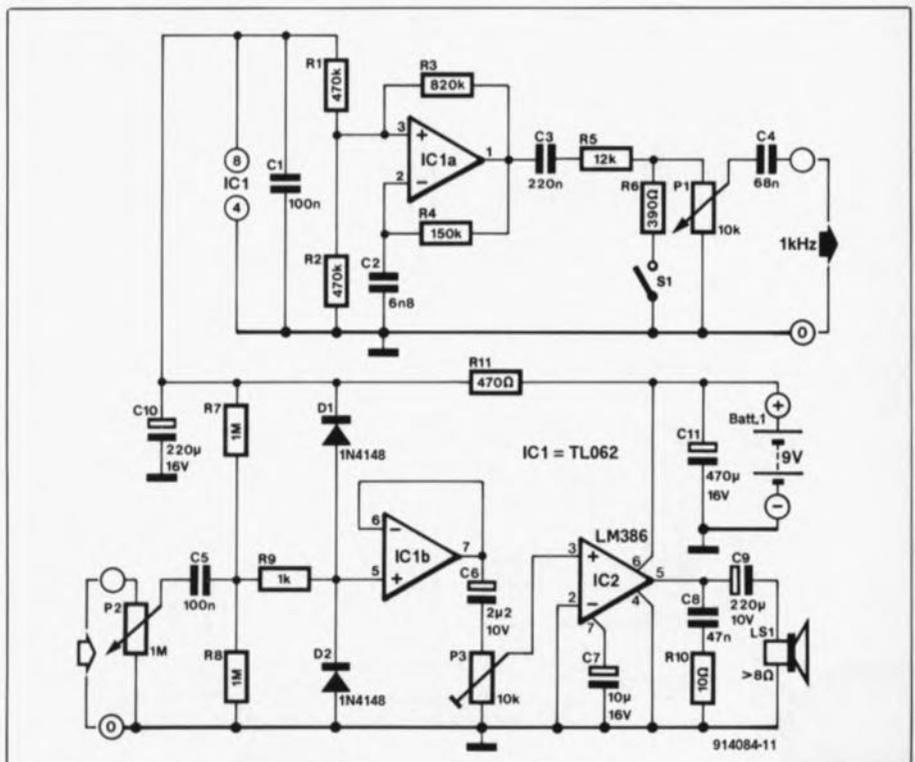
TRACEUR DE SIGNAL

Un traceur de signal est, en général, un instrument très pratique dès lors qu'il s'agit de tester et vérifier le fonctionnement d'un circuit complet ou de certains de ses sous-ensembles électroniques. L'instrument, décrit dans cet article, comporte 2 parties distinctes: un oscillateur générant le signal de test d'une fréquence de 1 kHz et un détecteur amplifiant le signal capté et le rendant audible par l'intermédiaire d'un étage de puissance terminé par un haut-parleur.

L'ensemble a été conçu pour une consommation faible ce qui en permet l'alimentation à l'aide d'une pile 9 V.

IC1a fonctionne comme générateur de signal rectangulaire; la fréquence du signal est déterminée par la valeur de la résistance R4 et de la capacité du condensateur C2. Les valeurs adoptées ici donnent un signal rectangulaire de 1 kHz environ, dont la fréquence n'est que très peu sensible aux variations de la tension d'alimentation.

À travers la résistance R5, le potentiomètre P1 et les condensateurs C3 et C4, le signal de 1 kHz est appliqué au circuit à tester. L'utilisation d'une tension d'alimenta-



tion de 9 V se traduit par un niveau de sortie maximal de $3,5 V_{CC}$, présent sur le curseur de P1. Si ce niveau de sortie ne convient pas, il faudra fermer l'interrupteur S1 pour réduire d'un facteur 14 le niveau du signal de sortie.

Le signal capté dont on veut faire l'évaluation, est appliqué au circuit de mesure (partie inférieure du schéma) à travers un potentiomètre d'impédance élevée (P2) qui fait office de régulateur de sensibilité. La résistance R9 et les diodes D1 et D2

protègent le reste du circuit contre des tensions d'entrée trop élevées.

Après avoir été stocké par IC1b, le signal arrive, à travers le condensateur C6 et l'ajustable P3, à l'entrée non-inverseuse de l'amplificateur audio de puissance IC2, un LM386. Dans ce composant, le signal est fortement amplifié en tension et en courant, pour commander ensuite un haut-parleur à 8 Ω .

Dans le cas de notre prototype, la consommation au repos – sans signal de sortie

audible – était de 7 mA environ. La consommation du circuit actif dépend en fait de la puissance du signal produit par le haut-parleur et peut grimper à quelque 200 mA. Pour limiter la consommation maximale du montage, il faudra se servir de l'ajustable P3 qui sert à régler la modulation maximale de l'étage de puissance basé sur le LM386.

d'après une idée de L. Roerade

L'idée d'utiliser un puissant signal ultrasonore pour la répulsion d'insectes et autres vermines ne date pas d'aujourd'hui. Ce à quoi l'on pense beaucoup moins c'est que la plupart des animaux concernés s'habituent relativement vite à ce bruit (ils y deviennent sourds) si tant est que le signal produit garde une fréquence constante.

C'est en raison de cette constatation que notre chasse-moustique produit, au cours d'un intervalle de 1 à 2 secondes, une dizaine de signaux de hauteurs différentes de fréquence comprise entre 20 et 30 kHz.

La source du signal prend la forme d'un composant connu: un tweeter piézo-électrique. On pourra utiliser, outre le modèle

indiqué sur le schéma, tout autre tweeter piézo-électrique à condition qu'il soit capable de reproduire correctement les fréquences comprises entre 20 et 30 kHz.

La résistance prise en parallèle sur le tweeter sert à éviter que l'"étage de puissance", qui prend ici la forme du transistor T1, ne connaisse de problèmes avec la charge bizarre, c'est le moins que l'on puisse dire, que constitue le quartz piézo-électrique du tweeter.

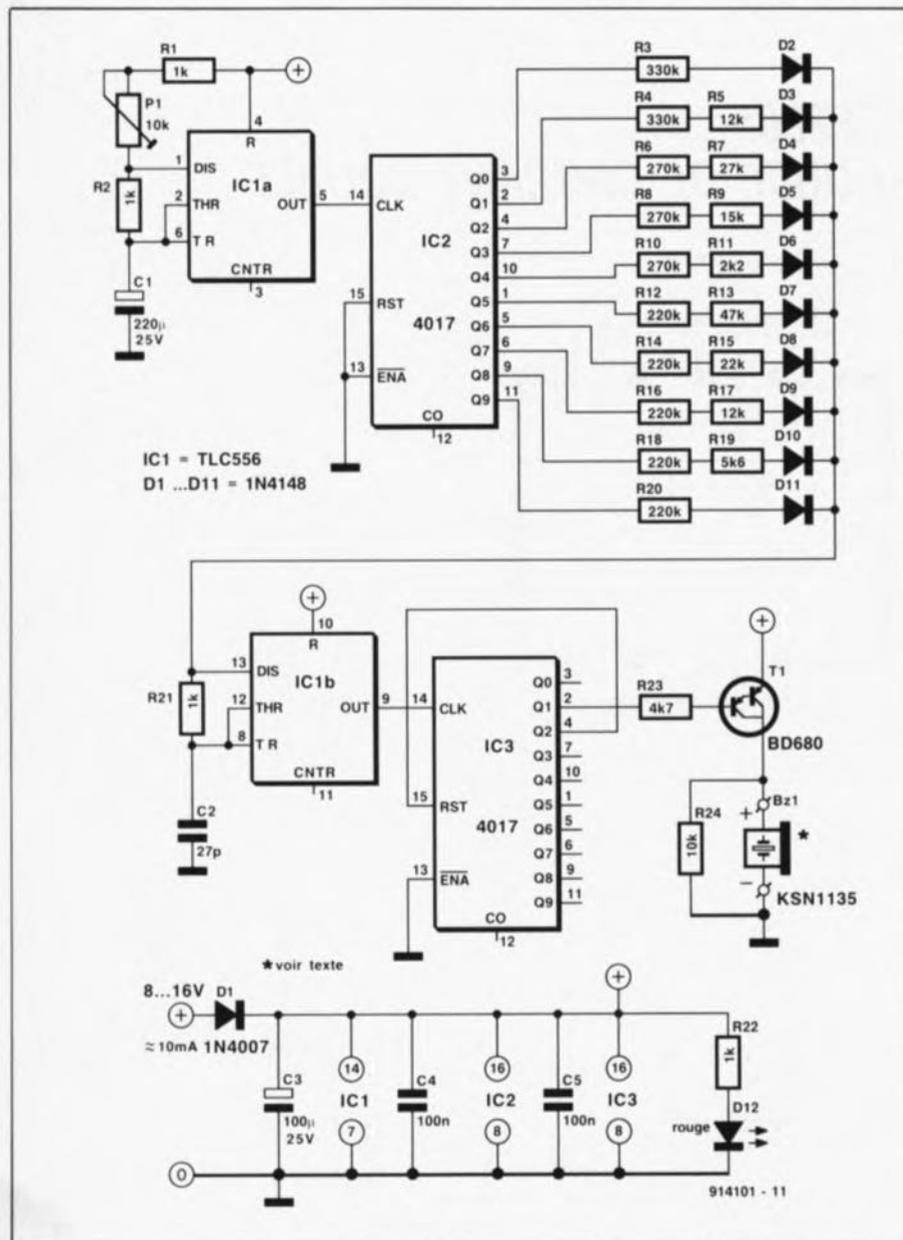
L'attaque de l'étage de sortie T1 se fait par un 4017, IC3, monté en diviseur par 2, circuit intégré qui fournit un signal rectangulaire symétrique bien propre. IC3 est commandé lui par le temporisateur IC1b monté en multivibrateur astable. la fréquence fournie par IC1b dépend de la valeur de la résistance mise en circuit par IC2. Il suffit de savoir compter jusqu'à 10 pour se rendre compte que c'est très exactement le nombre de résistances mises successivement en circuit par ce 4017. Le changement de résistance se fait au rythme du signal d'horloge appliqué à l'entrée d'horloge du 4017 par un autre temporisateur, IC1a.

La fréquence de travail de IC1a est de 8 Hz environ, mais on peut en choisir une autre par action sur l'ajustable P1. Pour pouvoir trouver la bonne position de P1 et vérifier le bon fonctionnement du montage on placera un condensateur de 10 nF en parallèle sur C2. Le tweeter devrait produire toute une gamme de sons audibles. On donnera à P1 une position telle que toute la gamme soit passée en revue en 1 à 2 secondes. Il ne faudra pas oublier d'enlever le condensateur de 10 nF avant d'utiliser ce chasse-moustique pour de bon.

Les moustiques, les mouches, les lézards, les rats, les souris, qu'elles soient chauves ou non, les araignées et autres cafards ne sont pas les seuls à ne pas apprécier les signaux produits par cette électronique, il en va de même des chats et des chiens qui n'aiment pas, mais alors pas du tout ce type de "musique".

Nous avons fait de notre mieux pour que cette réalisation reste sans effet sur les "rats de bibliothèque" et autres punaises pour tableaux d'affichage...

A. Bir Tiwana



100

La combinaison d'un simple temporisateur du type 555 et d'une bonne demi-douzaine de composants passifs permet de réaliser un mini-convertisseur fournissant une tension négative de 12 V environ à un courant de quelques milliampères.

Le 555 est monté ici en multivibrateur asynchrone travaillant à une fréquence approxi-

CONVERTISSEUR CC/CC STATIQUE

mative de 125 kHz. Les condensateurs C1 et C5 associés aux diodes D2 et D3 constituent un circuit en cascade, source de la tension continue négative.

L'auteur de ce circuit ne voulant faire appel ni à un transformateur ni à une bobine, le rendement de ce convertisseur atteint la

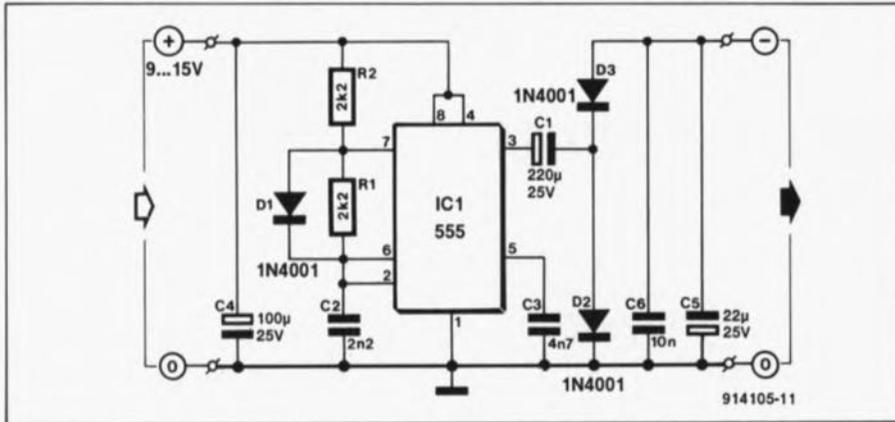
Tableau 1. Caractéristiques de la tension de sortie à $U_{ent} = 15\text{ V}$.

Charge [Ω]	$-U_{sor}$ [V]	I_{sor} [mA]	I_{alim} [mA]	Rendement [%]
-	14,3	-	15	0
15 k	12,7	0,85	17,8	4
1 k	10,5	10,5	53,8	14
680	10	14,7	65,5	15
400	9	22,5	75,4	16
330	7,5	22,7	105	11

valeur relativement faible de 16% au maximum (à un courant de sortie de 20 mA). Cela ne devrait pas constituer d'obstacle dans le cas d'appareils tirant leur alimentation d'une pile et nécessitant une tension négative de quelques milliampères seulement. En l'absence de charge, la consommation du circuit est de 15 mA environ, consommation suffisamment importante pour que l'on en tienne compte.

La tension de sortie négative présente un ronflement résiduel de $0,6 V_{cc}$, que l'on pourra éliminer à l'aide d'une combinaison résistance/diode zener ou d'un régulateur à faibles pertes (*Low Drop*) placé à la sortie de tension négative.

A. Bir Tiwana



101

Le REF200 de Burr-Brown, un circuit intégré monolithique DIL à 8 broches, comporte 2 sources de courant de $100\ \mu\text{A}$ et un miroir de courant. La figure 1 montre comment ces 3 sous-ensembles sont logés dans ce circuit intégré polyvalent et ... peu coûteux.

Ce composant se caractérise par l'absence de broches destinées à la tension d'alimentation. Le fabricant garantit un fonctionnement correct dès que la tension aux bornes de chacune des sources de courant est de 2,5 V ou plus.

La dérive moyenne en température est de 25 ppm/K seulement et l'impédance de sortie typique de 100 MΩ. La tension de fonctionnement doit être comprise entre 2,5 et 40 V.

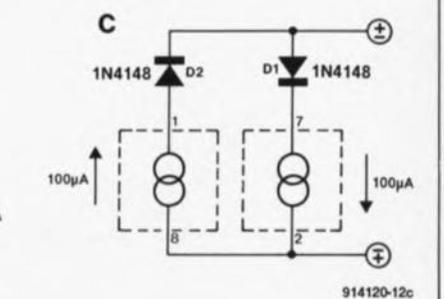
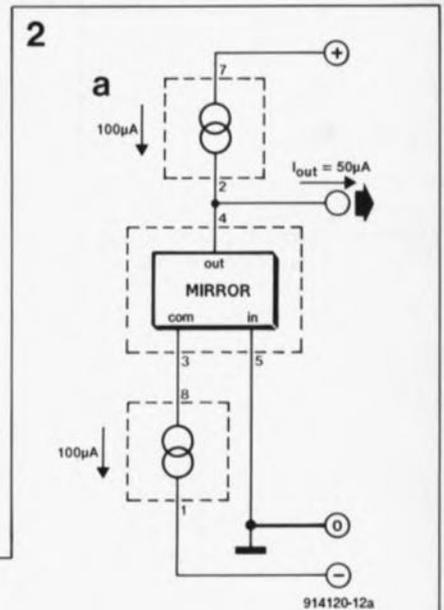
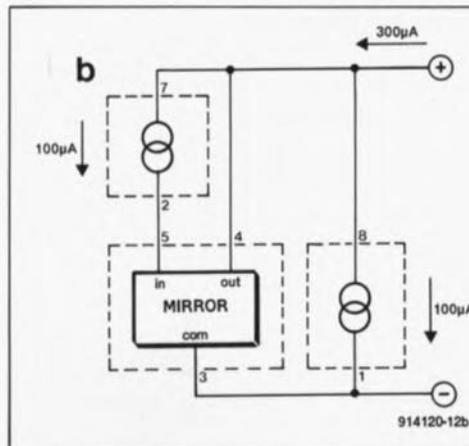
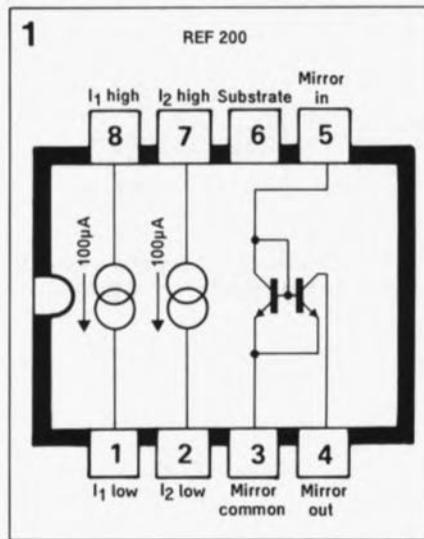
La présence dans ce composant de 2 sources de courant et d'un miroir de courant permet de réaliser de nombreux circuits. La figure 2 montre 2 applications typiques.

La figure 2a donne le schéma d'une source de courant qui fournit $50\ \mu\text{A}$. Sa tension de sortie peut varier entre 0 V et la valeur de la tension d'alimentation positive moins 2,5 V.

Les différentes parties du schéma de la figure 2b constituent une source de courant flottante de $300\ \mu\text{A}$.

La figure 2c comporte une source de courant bidirectionnelle fournissant $100\ \mu\text{A}$.

REF200: SOURCE DE COURANT DOUBLE



102

LED MULTICOLORE

La commande de LED décrite ici permet un réglage continu de la couleur d'une LED bicolore.

En l'absence de tension de commande à l'entrée du circuit, la LED prend une belle couleur vert-pomme: lorsque la tension appliquée à l'entrée, U_{in} , est égale à la tension d'alimentation U_b (+12 V), la LED a la couleur du chapeau (ou était-ce un bonnet phrygien) de Chaperon Rouge. Sur toute l'excursion de la tension entre ces 2 valeurs extrêmes, la LED prend successivement toutes les couleurs de l'arc-en-ciel (celle d'une palette VGA bien fournie), en passant bien entendu également par l'orange et le jaune.

Les LED rouge et verte intégrées dans la LED bicolore sont attaquées chacune par leur propre étage de commande.

L'amplificateur opérationnel IC1a commande la LED verte via la résistance R7, l'amplificateur opérationnel IC1b se chargeant de la LED rouge, via R8. IC1b est un amplificateur de tension donnant un gain de 2 au signal d'entrée. Dans ces conditions la LED rouge commence à s'allumer à une tension d'entrée de quelque 0,5 V pour atteindre son intensité maximale dès que la tension d'entrée U_{in} est supérieure à la moitié de la tension d'alimen-

tation: mathématiquement, $U_{in} > U_b/2$. IC1a est un amplificateur inverseur dont le gain est de -2. On notera en outre que l'entrée non-inverseuse de cet amplificateur se trouve à un niveau de référence relevé (moitié de la tension d'alimentation). Aux tensions d'entrée inférieures à 6 V ($U_{in} < U_b/2$) la sortie de l'amplificateur se

trouve au niveau haut. Dès que le niveau d'entrée dépasse $U_b/2$, la LED verte voit son intensité diminuer progressivement jusqu'à ce qu'elle s'éteigne totalement lorsque la tension d'entrée se situe pratiquement au niveau de la tension d'alimentation.

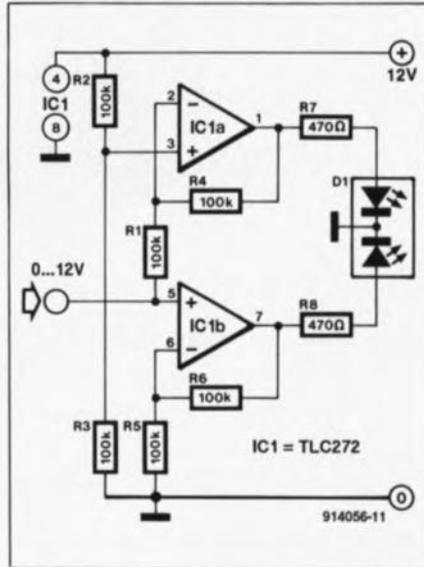
La valeur de la tension d'alimentation U_b du montage n'est pas critique, tant qu'elle reste inférieure à 30 V cependant. Il est important, aux tensions élevées, c'est-à-dire supérieures à +12 V, mais inférieures à la limite de 30 V, d'adapter la valeur des résistances R7 et R8.

La consommation de courant totale dépend pour une large part du courant circulant à travers les LED; elle est ici de 25 mA environ.

Lors de la conception de ce montage il n'a pas été tenu compte des tensions de seuil de chaque LED. Aux tensions d'alimentation suffisamment importantes en particulier, ce facteur est négligeable.

La mise en place, au-dessus des LED, d'un petit morceau de verre opalin (ou de plastique mat transparent) diffusant la lumière qu'elles produisent est du plus bel effet.

R. Kuhn



103

DÉCLENCHÉUR DE FLASH-ESCLAVE

Nous vous proposons ici un adaptateur pour flashes électroniques utilisés en photographie; il permet, suite au déclenchement du flash-maître, le déclenchement synchrone télécommandé d'un (ou plusieurs) flash-esclave, ceci en vue de l'obtention d'un meilleur éclairage de l'objet à photographier.

Le fonctionnement de notre électronique est simple: le phototransistor T1 capte l'impulsion lumineuse produite par le flash-maître, devenant de ce fait conducteur. La tension appliquée à l'entrée inverseuse du comparateur IC1a augmente alors, de sorte que le comparateur bascule et, que, pendant une courte durée définie par le condensateur C1, la tension présente à l'entrée inverseuse de IC1b est inférieure à celle appliquée à son entrée non-inverseuse. Cette situation produit un basculement de courte durée de IC1b, ce qui déclenche le thyristor Th1. Le contact du flash électronique se ferme.

On peut utiliser ce circuit tant en studio (ou en intérieur) qu'en plein air; dans ce dernier cas, il faudra veiller à ce que le phototransistor soit monté "à l'envers", c'est-à-dire sa face sensible tournée vers la surface de la platine et positionnée à une distance comprise entre 5 et 10 mm de celle-ci.

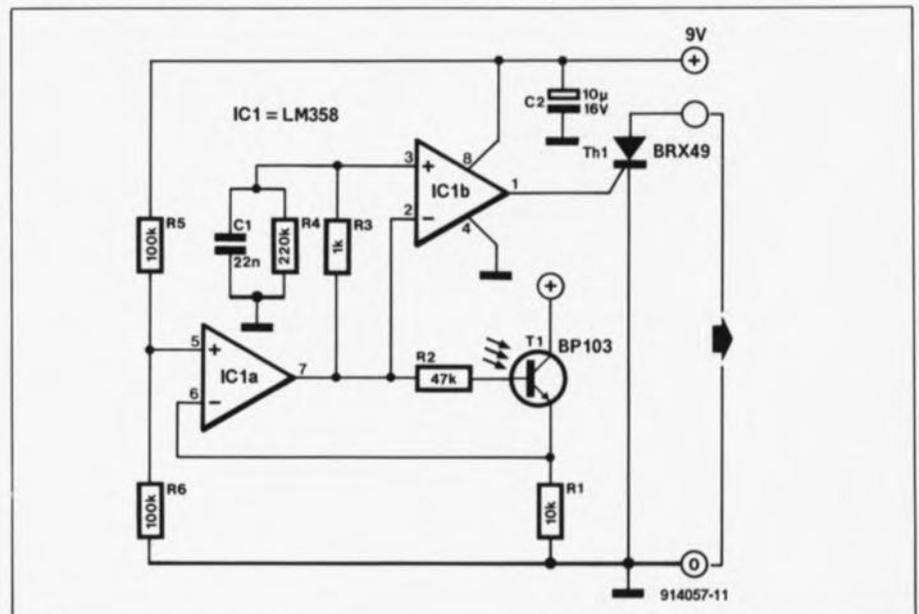
En fonction des caractéristiques du flash-maître utilisé, la portée de ce montage varie entre 5 et 15 m.

La sensibilité du circuit dépend en fait de la valeur (adaptable) de la résistance prise dans la ligne de base du phototransistor. La majeure partie des impulsions parasites est filtrée efficacement; d'éventuelles

tendances à l'entrée en oscillation seront étouffées dans l'oeuf par la mise en parallèle sur R2 d'un petit condensateur de 100 pF.

L'alimentation se fait à l'aide d'une pile compacte de 9 V.

H. Döpfner



RETARDATEUR DE MISE EN FONCTION UNIVERSEL

On ne peut pas ouvrir le moindre recueil de schémas sans trouver une bonne demi-douzaine de circuits destinés à mettre l'un ou l'autre appareil en fonction, une fois écoulé un certain délai. Le circuit décrit ici est universel, raison pour laquelle il est doté de 2 sorties différentes.

La sortie **Q1** devient active après l'écoulement de la durée de délai définie et le reste jusqu'au démarrage du cycle suivant. La sortie **Q2** possède, en outre, une fonction de temporisation: une fois que la pseudo-période est écoulée, la sortie **Q2** redevient automatiquement inactive. L'ajustable **P2** sert à régler la pseudo-période à une durée comprise entre 1 et 4 secondes. L'ajustable **P1** et le quadruple interrupteur de programmation, **S1**, permettent de définir très précisément la durée avant la mise en fonction à toute valeur comprise entre 1 et 60 secondes.

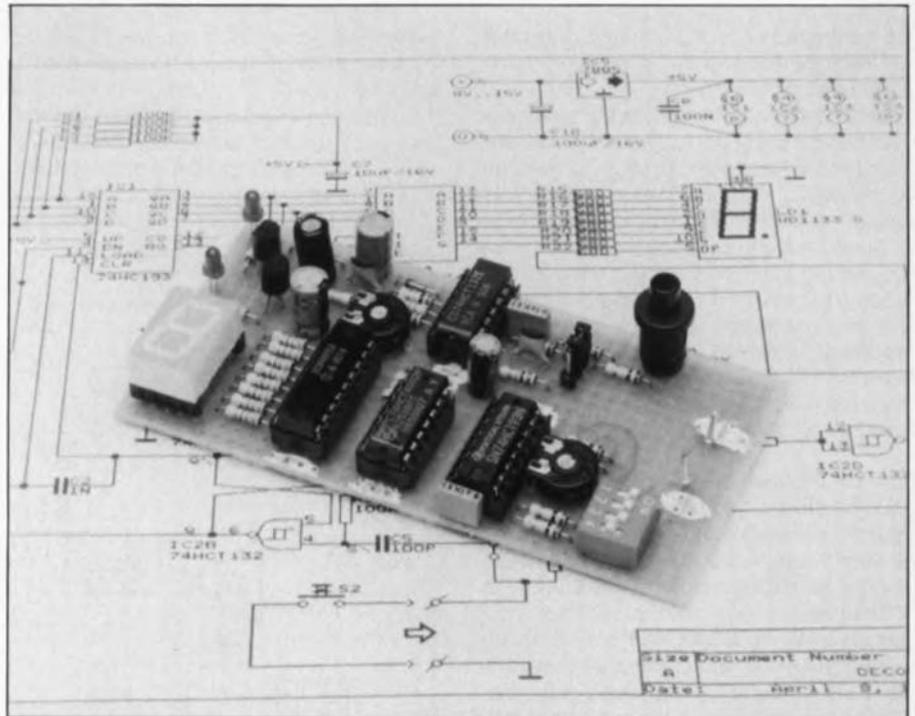
Le circuit est également doté d'une visualisation de décompte. Le chiffre visualisé par l'afficheur à 7 segments à LED, **LD1**, donne continuellement le temps de décompte restant. Cet afficheur est commandé par **IC4**, un circuit décodeur, visualisant uniquement les chiffres ordinaires (0 à 9, pas d'hexadécimal donc).

La fin de durée de retard atteinte, le compteur (**IC1**) est arrivé à zéro. La sortie de **IC3a** passe de ce fait au niveau haut, commandant ainsi l'ouverture du transistor **T1**. Puisque, simultanément, la sortie de **IC3b** bascule du niveau haut vers le niveau bas, la bascule monostable, réalisée à l'aide de **IC2d**, **C6**, **R10** et **P2**, est déclenchée. La sortie de **IC2d** devient haute et fait passer le transistor **T2** à l'état conducteur. Ceci résulte en l'illumination du point décimal de l'afficheur **LD1**. De plus, une impulsion de remise à zéro est appliquée à la bascule marche/arrêt, **IC2b** et **IC2c**, bloquant ainsi le compteur et l'oscillateur.

Afin de démarrer le cycle de "time-out" (pause) suivant, il faudra repositionner la bascule bistable (flip-flop) réalisée à l'aide des portes NAND à trigger de Schmitt, **IC2b** et **IC2c**. Si le cavalier de codage, **JP1**, se trouve dans la position du schéma, il faut, pour cela, l'application d'un flanc descendant à l'entrée de **IC2b**. La solution la plus simple pour la "génération" de cette impulsion consiste à faire appel au bouton-poussoir **S2**. Il existe bien entendu des techniques bien plus sophistiquées pour ce faire. L'impulsion peut être fournie par un autre circuit ou un capteur par exemple.

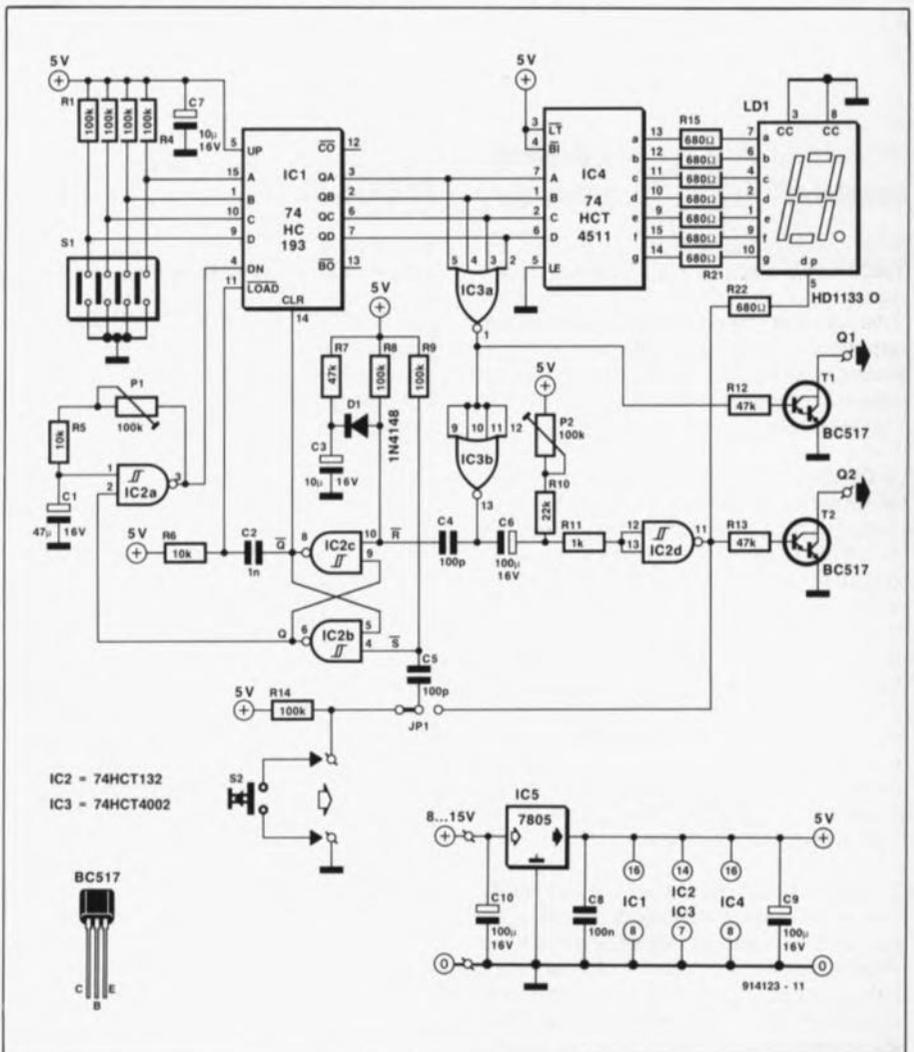
Si l'on met **JP1** dans l'autre position, la sortie de la bascule monostable est reliée à l'entrée de la bascule marche/arrêt. La durée de retard (le cycle de "time-out") est redémarrée alors automatiquement à la fin de la pseudo-période. Le circuit fonctionne de ce fait comme oscillateur!

L'ensemble sera alimenté par une ten-



sion continue comprise entre 8 et 15 V. En ce qui concerne la consommation, c'est l'afficheur **LD1** qui est le plus gourmand et pourtant la consommation totale reste à

une valeur acceptable de quelque 40 mA. Les transistors **T1** et **T2** permettent de commander une charge de quelque 400 mA.



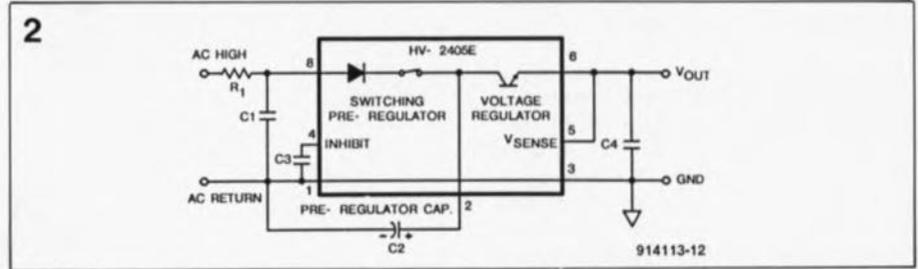
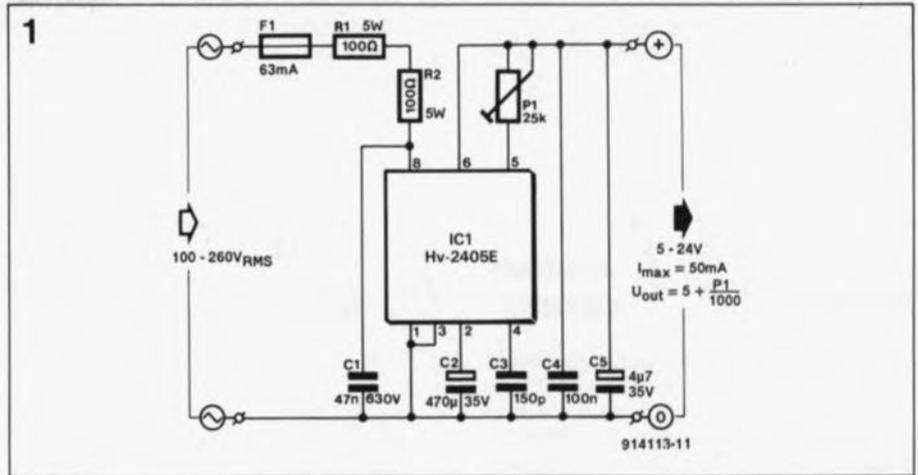
105

ALIMENTATION SECTEUR MONO-CHIP

Le HV-2405E de Harris est un circuit intégré permettant d'extraire directement de la tension du secteur une tension continue régulée comprise entre 5 et 24 V, et ce à un courant inférieur ou égal à 50 mA. Comme l'illustre éloquemment le schéma de la **figure 1**, une application standard de ce circuit, le nombre de composants additionnels requis est extrêmement limité.

Le circuit intégré intègre 2 étages de régulation (cf. **figure 2**). Le premier est en fait un dispositif de pré-régulation qui relie un condensateur de capacité relativement importante, C2 de la figure 1, à la tension du secteur au début de chaque période, jusqu'à ce qu'il ait atteint une tension pratiquement égale à la tension de sortie requise plus 6 V. Le condensateur chargé fournit la tension d'alimentation à un régulateur-série qui constitue la seconde partie du circuit intégré.

On dispose sur la broche 6 du HV-2405E d'une tension régulée dont on pourra ajuster la valeur entre 5 et 24 V par action sur la résistance ajustable P1 du schéma. Le courant drainé par la charge entraîne une décharge plus ou moins importante du condensateur C2. La pré-régulation se charge de fournir, au cours de chaque période du secteur, la tension nécessaire au condensateur pour qu'il conserve sa charge.



Attention: ce circuit est relié directement au secteur, et ses sorties donc aussi! Tout appareil branché à la sortie se trouve de ce fait relié au secteur lui aussi et toute en-

trée en contact avec l'une de ses parties métalliques présente un danger.

Source: Alfred Neye Enatechnik GmbH

106

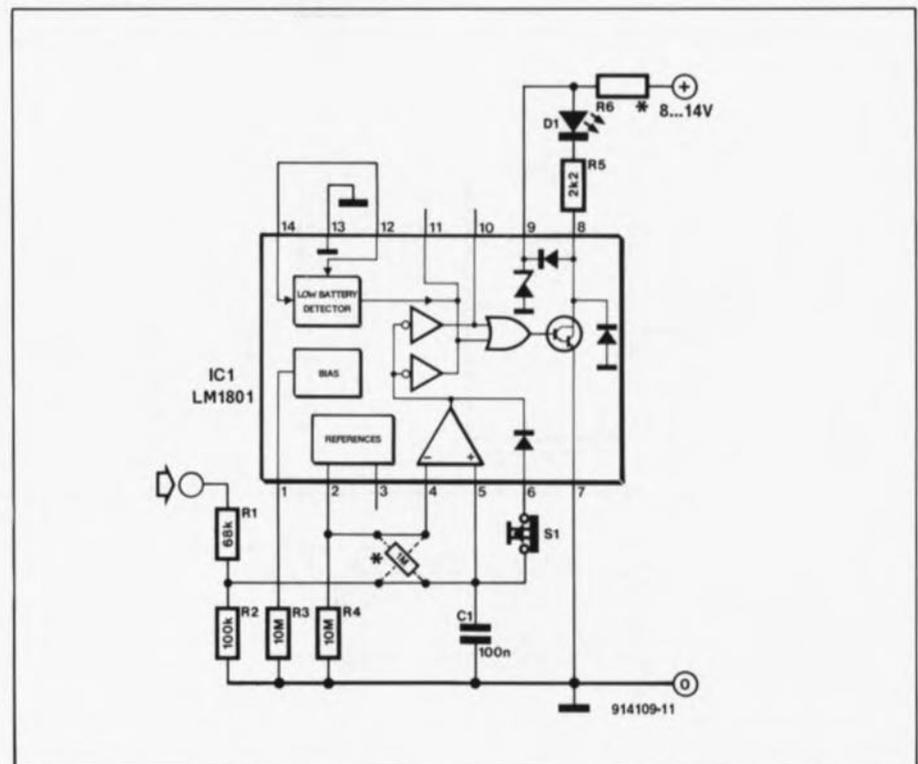
INDICATEUR DE SUR OU DE SOUS-TENSION

L'électronique proposée ici constitue un dispositif universel de surveillance d'une tension dont l'application principale sera de garder à l'œil une tension d'alimentation. Le circuit averti l'utilisateur, à l'aide d'un signal acoustique ou optique, que le niveau de la tension est, soit trop faible, soit trop élevé.

C'est à l'utilisateur de définir le niveau auquel doit se produire l'alarme:

($U_{fonction} = 5,8 \cdot (R1 + R2) / R2$; $R1 + R2 = 10 \text{ M}\Omega$).

Tant que la tension présente à la broche 5 est supérieure à celle qui existe sur la broche 4, le circuit intégré se trouve en veille (en état d'attente où sa consommation est extrêmement faible) et consomme un courant de quelque 7 μA . Si la sortie du comparateur passe au niveau bas (la tension en broche 4 dépasse celle présente en broche 5), la consommation passe à 3 mA environ. Le transistor darlington de sortie se met à conduire et la charge est activée. Il est extrêmement simple de transformer ce circuit de détection de sous-tension en détecteur de surtension: il suffit pour cela d'inverser les lignes allant aux broches 4 et 5 et de rajouter une résistance de 1 M Ω à l'endroit prévu - c'est d'ailleurs ce qu'illustrent les lignes en pointillés- sans ou-



blier de couper les connexions existant auparavant.

Si l'entrée de mesure est reliée à la tension d'alimentation, la LED indique s'il y a eu une surtension (ou sous-tension) momentanée. La LED reste allumée jusqu'à ce que la tension d'alimentation ait retrouvé sa valeur normale et que l'on ait actionné le bouton-poussoir à contact repos S1.

On pourra connecter à la sortie -tamponnée à l'aide d'un transistor darlington comme dit plus haut- ampoules, LED, résonnateurs piézo-électriques et autres relais.

Le circuit intègre en outre un indicateur signalant un niveau trop faible de la tension de la pile qui produit, via le transistor, une courte impulsion de 60 ms de durée lorsque la tension d'alimentation du circuit intégré tombe en-dessous de 6 V.

Lors de la réalisation, il est important de veiller à ce que la partie du circuit autour de l'entrée reste bien propre. En raison des valeurs de résistances importantes mises en jeu, des impédances parasites de 10 M Ω suffisent déjà à poser des problèmes.

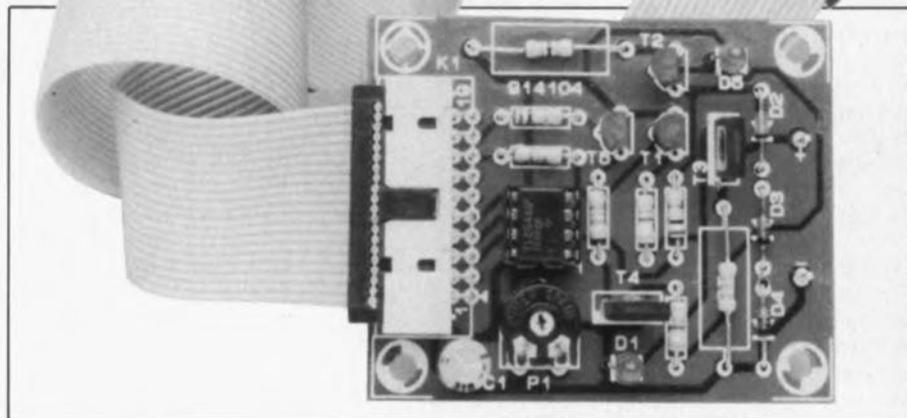
Application National Semiconductor

LE SCALP EN TESTEUR DE CAPACITÉ D'ACCU CdNi

Si vous faites partie de ceux qui utilisent souvent des accus au cadmium, vous n'êtes pas sans connaître ce problème: dès lors que l'on veut associer plusieurs cellules, il est important de connaître leur capacité et les conditions dans lesquelles elles doivent être (re)chargées.

En cette époque de micro-ordinateurs mono-carte bon marché, il fallait bien que quelqu'un pense à utiliser une petite interface servant d'interconnexion entre un tel ordinateur (un SCALP en l'occurrence ici) et la cellule CdNi à tester et qui effectuerait automatiquement, grâce à un "petit" programme en Basic, un cycle de charge de test de la cellule concernée et en donnerait ensuite les paramètres recherchés.

Le matériel représenté en **figure 1** montre que nous nous trouvons en présence d'une source de courant de 50 mA (T2, R4 et D5) et d'un dispositif drainant du courant (T3, D1 et R5). La source et le drain de courant sont mis en et hors-fonction respectivement, soit par la paire de transistors T4/T5, soit par T1. Le suivi de la tension aux bornes de l'accu est effectué par un convertisseur A/N à 8 bits du type TLC548 qui fournit un signal de sortie sériel.



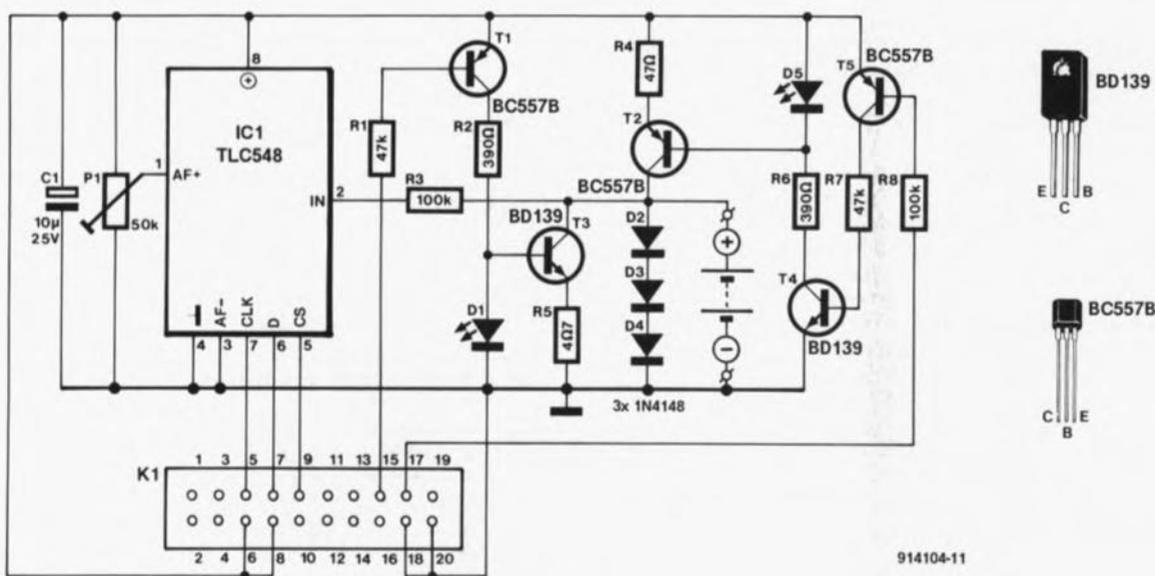
On définit, par action sur l'ajustable P1, la valeur de la tension de référence à 2,55 V, de sorte qu'il suffit de diviser par 100 l'information disponible en sortie, si l'on veut avoir instantanément la tension de l'accu exprimée en volts. Les diodes D2 à D4 et la résistance R3 protègent le convertisseur contre des tensions d'entrée trop élevées (supérieures à 2 V environ). La connexion entre l'interface et le SCALP se fait par l'intermédiaire de 5 liaisons.

La commande de l'interface est l'affaire

du programme proposé dans le listing du **tableau 1**, écrit en "dialecte" du 8052-AH-BASIC V1.1, c'est-à-dire en Basic.

L'affichage fait appel à un afficheur LCD très répandu de Sharp: le LM16251 que l'on pourra connecter directement à la sortie de l'adaptateur proposé en **figure 2**. On trouvera dans les **figure 3a, b et c** des informations de brochage concernant d'autres types d'afficheurs alphanumériques pouvant être utilisés avec ce montage. **Attention** cependant aux différences de brochage!!!

1



914104-11

Tableau 1

```

100 STRING 600,160
110 PORT1=OFFH
120 CLOCK 1
130 TIME=0
140 UM=1.1
150 UMAX=1.6
160 HOURS=12
170 LCDC=0IH
180 LCDT=0IH
190 CS=60H
200 CLK=80H
210 XBY(LCDC)=38H
220 XBY(LCDC)=0CH
230 XBY(LCDC)=1H
240 ONERR 1350
250 CHG=44H
260 PORT1=CHG
270 GOSUB 1050
280 IF U<1.8 THEN GOTO 310
290 X=1:$(0)="Placez l' accu": GOSUB 960
300 GOTO 270
310 X=1:$(0)="Décharge": GOSUB 960
320 X=-1:$(0)="U= Volt.": GOSUB 960
330 CHG=42H
340 GOSUB 1050
350 DO
360 GOSUB 1050
370 PUSH U: GOSUB 1140: X=-3: GOSUB 960
380 UNTIL U<UM
390 CHG=44H
400 XBY(LCDC)=1H
410 X=1:$(0)="Recharge ": GOSUB 960
420 X=-1:$(0)="U= Volt.": GOSUB 960
430 TIME=0
440 DO
450 GOSUB 1050
460 PUSH U: GOSUB 1140: X=-3: GOSUB 960
470 UNTIL (U>UMAX)OR.(TIME>(HOURS*3600))
480 X=10:$(0)="FIN": GOSUB 960
490 T1=TIME
500 TIME=0
510 PORT1=OFFH
520 DO
530 UNTIL TIME>900
540 CHG=42H
550 SNR=1
560 TIME=0
570 ONTIME 60,1260
580 X=1:$(0)="Mesure ": GOSUB 960
590 DO
600 UNTIL U<UM
610 PORT1=44H
620 TIME=0
630 OK=0
640 ONTIME T1,1320
650 X=1:$(0)="Terminé ": GOSUB 960
660 X=-1:$(0)="Se connecter au PC": GOSUB 960
670 PRINT "Appuyez sur la touche <ESPACE> pour continuer."
680 DO
700 UNTIL GET=32
710 DO
720 PRINT "Faites <ALT F1> pour ouvrir le fichier Log: Résultats de mesure"
730 PRINT "Appuyez sur <S> quand processus terminé"
740 DO
745 I=GET
750 UNTIL (I=83)OR.(I=115)
760 SNR=SNR-1
770 IF SNR>150 THEN EW=150 ELSE EW=SNR
780 FOR I=1 TO EW
790 PRINT ASC($(2),I)
800 NEXT I
810 IF SNR <= 150 THEN GOTO 850
820 FOR I=1 TO SNR-150
830 PRINT ASC($(2),I)
840 NEXT I
850 PRINT "Capacité = ",
851 PRINT USING(##0##),snr/6,
852 PRINT " mAh."
860 PRINT "Durée de charge = ",
861 PRINT USING(##0##),T1/60,
862 PRINT " minutes."
870 PRINT "Faites <ALT F1> pour fermer le fichier Log: Résultats de mesure"
880 PRINT "Fichier de log O.K. ? (O/N)"
890 DO
900 I=GET
910 UNTIL (I=79)OR.(I=111)OR.(I=78)OR.(I=110)
920 IF I=79OR.I=111 THEN GOTO 930
930 PRINT "Recharge "
935 X=1:$(0)="Recharge ": GOSUB 960
936 X=-1:$(0)=" ": GOSUB 960
939 DO
940 UNTIL OK=1
945 X=1:$(0)="FIN. ": GOSUB 960
950 END
960 I=(ABS(X)-1)+80H
970 IF X<0 THEN I=I+40H
980 XBY(LCDC)=I
990 I=1
1000 DO
1010 XBY(LCDT)=ASC($(0),I)
1020 I=I+1
1030 UNTIL ASC($(0),I)=13
1040 RETURN
1050 VALU=0
1060 PORT1=CHG
1070 FOR I=0 TO 7
1080 VALU=(VALU*2)OR.(PORT1.AND.40H)/40H
1090 PORT1=CHG+CLK: PORT1=CHG
1100 NEXT I
1110 PORT1=CS+CHG
1120 U=VALU/100
1130 RETURN
1140 POP A
1150 A=A*100
1160 X=1
1170 FOR I=2 TO 0 STEP -1
1180 J=INT(A/10**I)
1190 A=A-(J*10**I)
1200 ASC($(0),X)=J+48
1210 X=X+1
1220 IF X=2 THEN ASC($(0),X)=2IH: X=X+1
1230 NEXT I
1240 ASC($(0),X)=13
1250 RETURN
1260 ONTIME TIME+60,1260
1270 GOSUB 1050
1280 PUSH U: GOSUB 1140: X=-3: GOSUB 960
1290 IF SNR>150 THEN ASC($(0),SNR-150)=U*100 ELSE ASC($(1),SNR)=U*100
1300 SNR=SNR+1
1310 RETI
1320 PORT1=OFFH
1330 OK=1
1340 RETI
1350 PORT1=OFFH
1360 X=1:$(0)="ERREUR": GOSUB 960
1370 END

```

Son utilisation permet de réaliser un système autonome. Si l'on ne dispose pas d'un tel afficheur, on peut toujours faire en sorte que les résultats apparaissent sur l'écran de son PC qui fait alors office de terminal, à condition d'utiliser le programme du **tableau 2**.

Voyons-en les grandes lignes:

Les lignes 100 à 200 définissent quelques constantes:
 LCDC représente l'adresse de l'afficheur LCD à laquelle sont envoyés les octets de commande,
 LCDT remplit une fonction identique, mais pour le texte cette fois.
 UM représente la tension de décharge,

UMAX la tension de fin de charge,
 HOURS la durée de charge maximale,
 CS et CLK indiquent lequel des bits du port 1 commande respectivement la ligne Chip select et l'entrée d'horloge du convertisseur A/N.

Les lignes 250 à 300 s'assurent de la présence d'un accu (U, la tension d'accu, mesurée en volts, doit être inférieure à 1,8). Ensuite, dans les lignes 310 à 380, on procède à une décharge de l'accu jusqu'à 1,1 V avant, par les lignes 390 à 470, d'en effectuer la recharge jusqu'à 1,6 V, et ceci pendant 12 h aux maximum.

La variable CHG (44H: charge, 42H: dé-

charge) définit si c'est la source de courant ou le drain de courant qui est en fonction. On laisse, pour finir, un certain temps à l'accu pour récupérer (lignes 480 à 530). C'est maintenant que commence le cycle de mesure proprement dit.

On commence par recharger l'accu jusqu'à 1,1 V (lignes 540 à 600), processus au cours duquel la routine de traitement d'interruption des lignes 1260 à 1310 se charge de fournir une fois par minute une valeur de mesure qu'elle stocke – pour économiser de l'espace mémoire – dans les chaînes de caractères \$(1) et \$(2). La variable SNR donne le nombre de valeurs de mesure mémorisées. Si le point

Tableau 2.

```

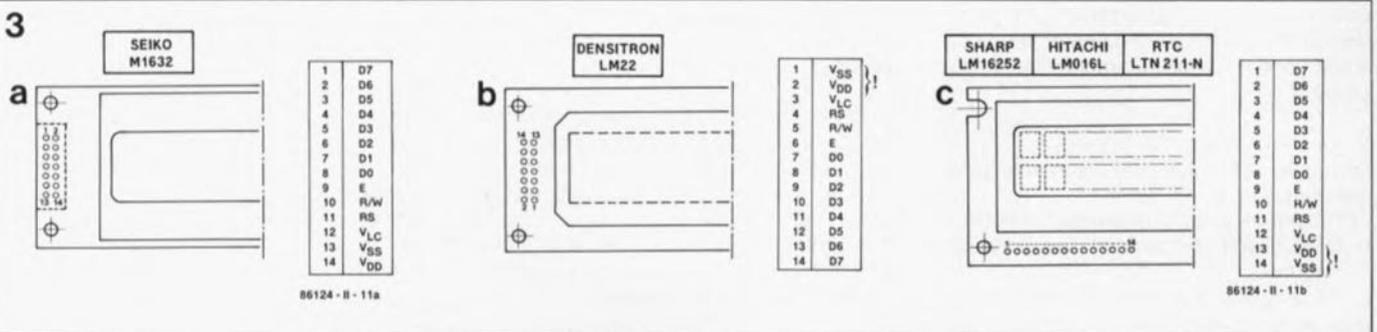
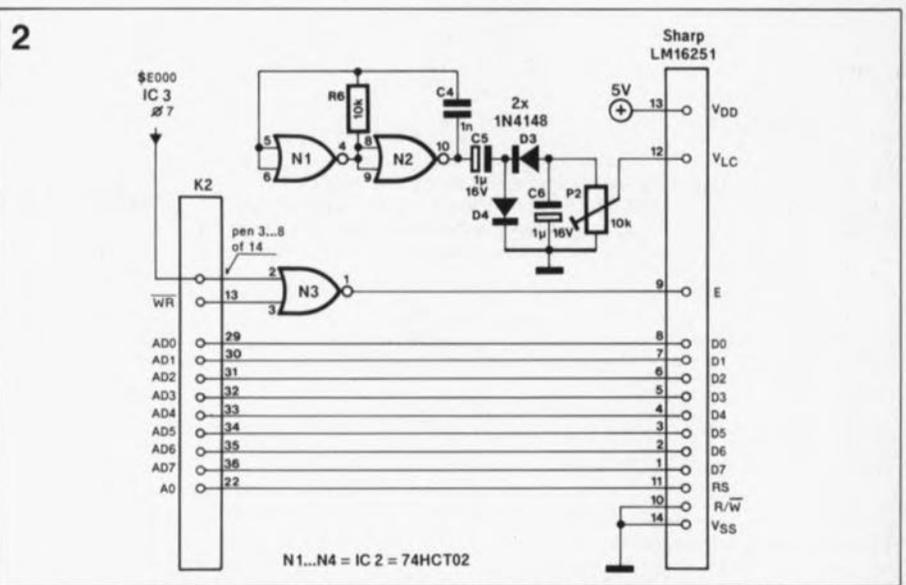
100 STRING 600,160
110 PORT1 = OFFH
120 CLOCK 1
130 TIME = 0
140 UM = 1,1
150 UMAX = 1.6
160 HOURS = 12
170 CS = 60H
180 CLK = 80H
190 ONERR 1070
200 CHG = 44H
210 PORT1 = CHG
220 GOSUB 880
230 IF U < 1.8 THEN GOTO 260
240 PRINT "Placez l' accu"
250 GOTO 220
260 CHG = 42H
270 DO
275 U OLD = 0
280 GOSUB 880
290 IF U OLD <> U THEN PRINT "U Décharge", U, " Volt"
295 U OLD = U
300 FOR I = 1 TO 500 : NEXT I
310 UNTIL U < UM
320 CHG = 44H
330 XBY(LCDC) = 1H
340 TIME = 0
350 DO
360 GOSUB 880
370 IF U OLD <> U THEN PRINT "U Charge =", U, " Volt"
375 U OLD = U
380 FOR I = 1 TO 500: NEXT I
390 UNTIL (U > UMAX) OR (TIME > (HOURS * 3600))
400 T1 = TIME
410 TIME = 0
420 PORT1 = OFFH
430 PRINT "Refroidir !!"
440 DO
460 UNTIL TIME > 60
470 CHG = 42H
480 SNR = 1
490 TIME = 0
500 ONTIME 60,970
510 DO
520 UNTIL U < UM
530 PORT1 = 44H
540 TIME = 0
550 OK = 0
560 ONTIME T1,1040
570 PRINT "Mesure terminée, suite avec <Espace>"
580 DO

600 UNTIL GET = 32
610 DO
620 PRINT "<ALT F1>, pour ouvrir fichier Log: Résultats de mesure"
630 PRINT "Appuyer <S>, quand processus est terminé"
640 DO
645 I = GET
650 UNTIL (I = 83) OR (I = 115)
660 SNR = SNR - 1
670 IF SNR > 150 THEN EW = 150 ELSE EW = SNR
680 FOR I = 1 TO EW
690 PRINT ASC(I)
700 NEXT I
710 IF SNR <= 150 THEN GOTO 750
720 FOR I = 1 TO SNR - 150
730 PRINT ASC(I)
740 NEXT I
750 PRINT "Capacité =", SNR / .6, "mAh"
760 PRINT "Durée de charge =", T1 / 60, "minutes"
770 PRINT "Appuyer sur <ALT F1> pour fermer fichier Log: Résultats de mesure"
780 PRINT "Fichier Log OK ? (O/N)"
790 DO
800 I = GET
810 UNTIL (I = 78) OR (I = 110) OR (I = 79) OR (I = 111)
812 UNTIL I = 79 OR I = 111 : DO
815 SNR = SNR + 1
830 PRINT "Chargement !!"
840 DO
860 UNTIL OK = 1
870 END
880 VALU = 0
890 PORT1 = CHG
900 FOR K = 0 TO 7
910 VALU = (VALU * 2) OR ((PORT1 AND 40H) / 40H)
920 PORT1 = CHG + CLK : PORT1 = CHG
930 NEXT K
940 PORT1 = CS + CHG
950 U = VALU / 100
960 RETURN
970 ONTIME TIME + 60,970
980 GOSUB 880
1000 IF SNR > 150 THEN ASC(I) * 2, SNR - 150 = U * 100 ELSE ASC(I) * 1, SNR = U * 100
1010 SNR = SNR + 1
1020 PRINT "Mesure u =", U, " volt"
1030 RETI
1040 PORT1 = OFFH
1050 OK = 1
1060 RETI
1070 PORT1 = OFFH
1080 PRINT "Erreur"
1090 END
    
```

UM = 1,1 V est atteint, le programme passe en mode de recharge (lignes 610 à 650). Une fois la durée de recharge maximale atteinte (T1), le programme saute à la routine des lignes 1320 à 1340 et met la source de courant hors-fonction. Les lignes 660 à 920 se chargent de la communication avec l'ordinateur-hôte connecté au système.

On ouvre tout d'abord, par action sur la combinaison <ALT F1> le fichier Log (de suivi de processus) d'un logiciel pour terminal tel que Procom ou Kermit avant de lancer le transfert par action sur la touche <S>.

La routine des lignes 1140 à 1250 convertit les résultats de mesure d'une chaîne en un nombre décimal de format X.XX. Ces valeurs sont ensuite visualisées sur l'écran de l'ordinateur-hôte. On clôt le fichier Log par une action <ALT F1> avant de quitter le processus de transfert. Il est possible de transférer le fichier ainsi géné-



Liste des composants:

Résistances:

- R1, R7 = 47 k Ω
- R2, R6 = 390 k Ω
- R3, R8 = 100 k Ω
- R4 = 47 Ω
- R5 = 4k Ω
- P1 = ajust. 50 k Ω

Condensateurs:

- C1 = 10 μ F/25 V

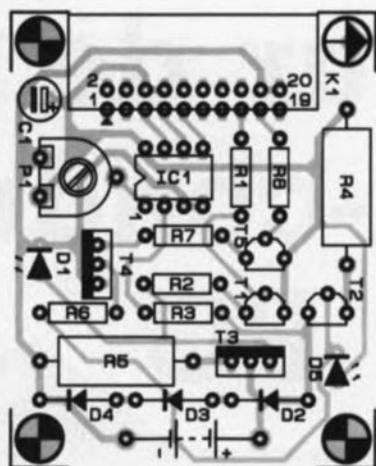
Semi-conducteurs:

- D1, D5 = LED 3 mm
- D2 à D4 = 1N4148
- T1, T2, T5 = BC557B
- T3, T4 = BD139

Divers:

- K1 = connecteur mâle 2x10 broches HE10 soudé encartable

4



ré vers un programme de graphisme qui reproduira alors la courbe de décharge à l'écran ou sur une imprimante.

Les informations d'état de la chaîne S(0) sont écrites, par l'intermédiaire de la routine des lignes 960 à 1040, sur l'afficheur à cristaux liquides, soit, si X>0, dans la ligne du haut, soit, si X<0, dans la ligne inférieure.

Le petit sous-programme des lignes 1350 à 1370 surveille le processus de charge et s'arrête en cas d'erreur du programme, de sorte que l'accu ne puisse pas être surchargé. L'interface se contente d'un courant de quelque 50 mA de sorte qu'elle pourra, en règle générale, être alimentée directement par l'alimentation du SCALP. Nous en arrivons au matériel. L'utilisation du circuit imprimé représenté en figure 4 vous facilitera la réalisation de cette petite interface. L'implantation des composants n'appelle pas de remarque particulière.

R. Aarts

NOUVEAUX COMPOSANTS

NMA 12

Convertisseur continu/continu

Les NMA12 de Newport Components sont des composants fort intéressants puisqu'ils convertissent le 12 V en l'une des 3 tensions de sortie suivantes: ± 5 , ± 12 et ± 24 V. Les entrées sont isolées des sorties (500 V^{DC}), la puissance délivrée est de 750 mW, éventuellement sur une seule sortie. La précision de la tension de sortie est de 5%, et le rendement est supérieur à 80%.

Présenté en boîtier miniature DIL ou SIL, ces convertisseurs sont contrôlés 3 fois et fiabilisés à 100% avant livraison. Le matériau d'encapsulation est ininflammable et la température de fonctionnement est comprise entre -25 et +80°C.

Newport Components est représenté en France par:
I.S.C.- FRANCE

28, rue de la Procession
92150 Suresnes
Tél.: (1).45.06.42.75

74AC(T)11204/11208: drivers d'horloge

Les 74AC(T)11204 et 11208 sont les premiers drivers d'horloge caractérisés pour des conditions de fonctionnement très sévères.

Le premier est un inverseur à 5 éléments, qui, grâce à son courant de 24 mA, peut commander simultanément 6 lignes d'horloge, avec un temps de propagation maximum de 5,6 ns.

Le 11208 est un distributeur 1-à-4 à 2 éléments, doté de sorties à 3 états, offre en plus la possibilité de valider et d'invalider le signal d'horloge sur les sorties en jouant sur ses niveaux logiques.

Avec l'apparition de systèmes beaucoup plus rapides, il est de plus en plus important de maintenir

avec exactitude les cycles temporels, et la distribution de la temporisation tend à devenir primordiale lors du développement de systèmes destinés à fonctionner en synchronisation. En outre, les processeurs RISC et CISC modernes ne sont plus capables de commander eux-mêmes le signal d'horloge parce qu'ils ne disposent que de possibilités limitées de commande de sortie.

Pour assurer la présence simultanée de tous les signaux d'horloge sur les entrées d'éléments bistables, les drivers d'horloge doivent être caractérisés par une très faible distorsion. Dans le cas présent, on sait par expérience que, si cette distorsion excède 10% du temps de cycle d'horloge, la séquence de temporisation d'un système est altérée et ne fonctionnera plus avec la même fiabilité. Avec des drivers d'horloge dont la distorsion n'est que de 2 ns, il est possible, si l'on adhère à la règle des 10% de distorsion, de traiter des signaux d'horloge à des fréquences pouvant atteindre 50 MHz, à l'aide de circuits disposés en cascade. Ces 2 circuits sont proposés en boîtier DIL et SO.

Texas Instruments
B.P. 67
78141 Vélizy-Villacoublay
tél.: (1).30.70.10.10

8089: amplificateur programmable

Le 8089 de White Technology Inc. est un amplificateur programmable conçu pour les applications où l'on recherche une tension d'offset de sortie très faible: 2 mA. Pouvant fonctionner de -55 à +200°C, le 8089 peut amplifier directement des signaux de très faible niveau en ambiance ultra-sévère, telles que moteur à réaction, puits de pétrole, ... La programmation du 8089 lui

permet de passer de l'une à l'autre des 4 valeurs préprogrammées de gain: 12, 24, 36 et 48 dB. Ces valeurs sont stables à $\pm 2\%$. L'étage de sortie peut commander des charges de 50 Ω sous ± 12 V. L'étage d'entrée est protégé contre les surtensions telles qu'elles peuvent survenir dans les géophones par exemple.

Ne consommant que 15 mA sous ± 15 V avec une programmation commandée sous 5 V logiques, le 8089 offre une stabilité en gain de 0,5 dB sur toute sa gamme de

température de fonctionnement et une largeur de bande de 0,1 à 1 000 Hz ± 3 dB. On retrouve, sur la figure jointe, le brochage de ce composant, où le nombre de broches non-connectées (NC) est impressionnant.

White Technology Inc. est représenté en France par:

REP' FRANCE
102, rue des Nouvelles
92150 Suresnes
tél.: (1).42.04.29.25

connexions - PC



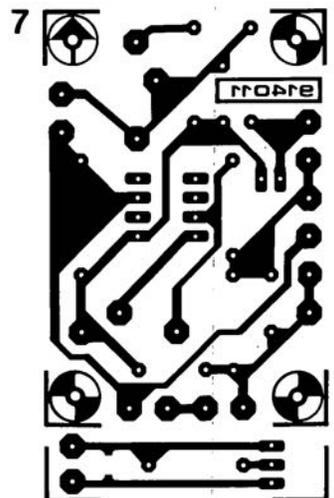
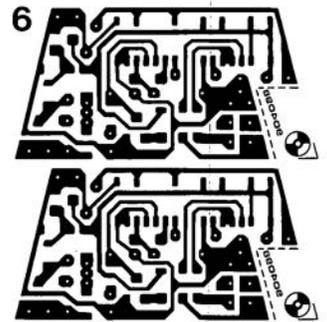
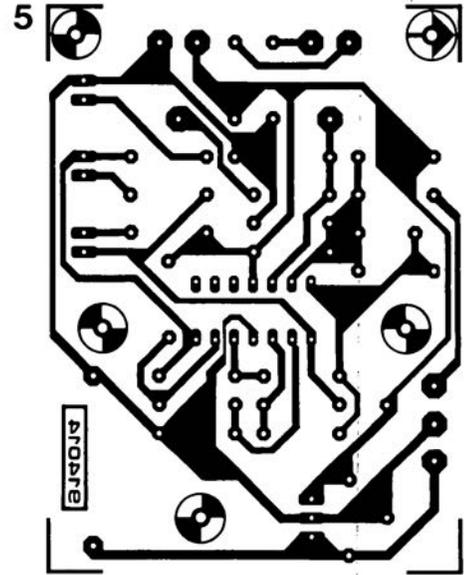
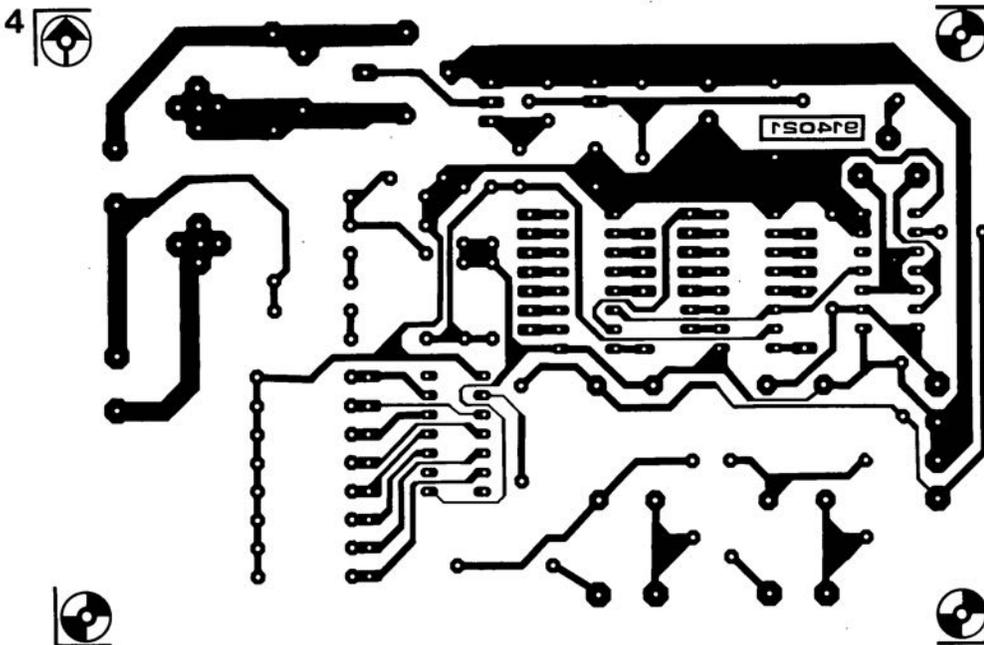
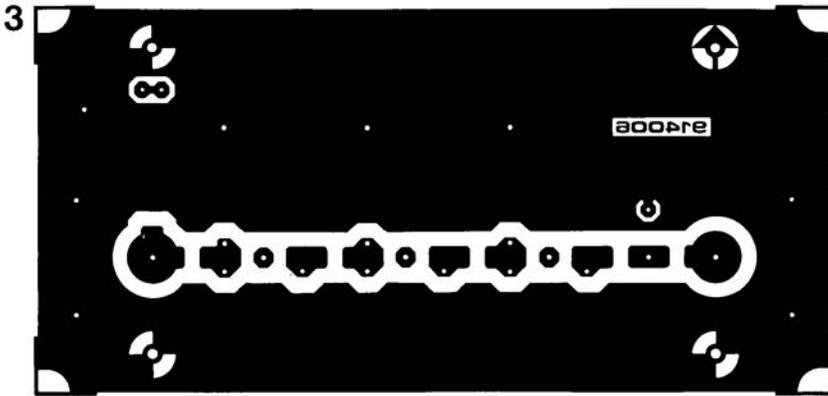
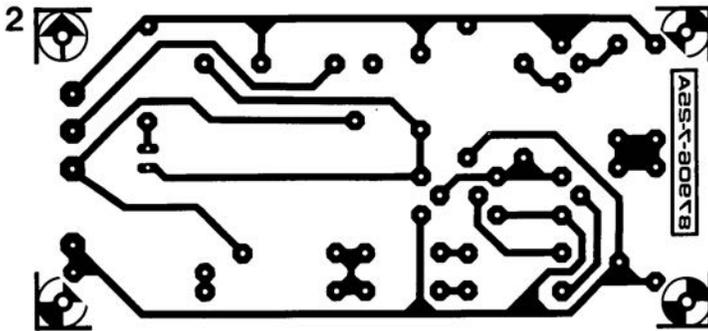
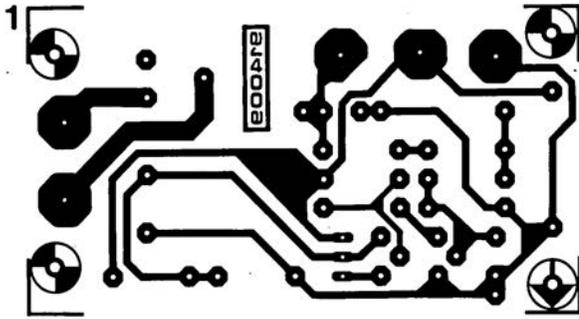
un problème ??
Dans le numéro de de septembre*

Elektor dévoile tout !

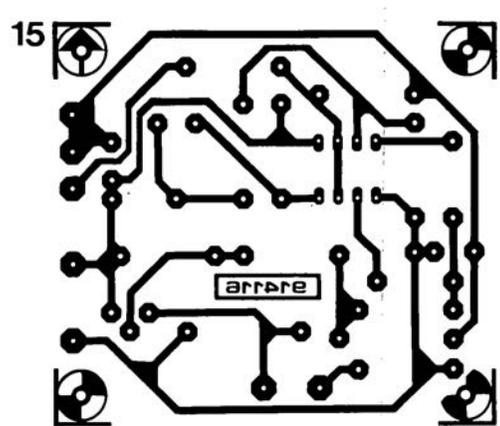
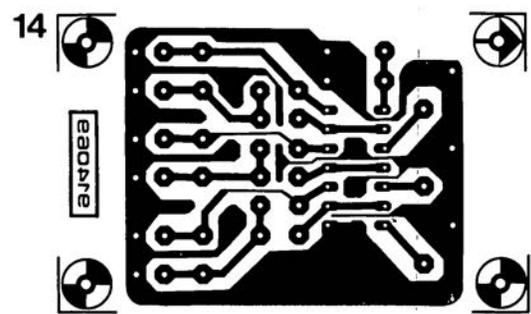
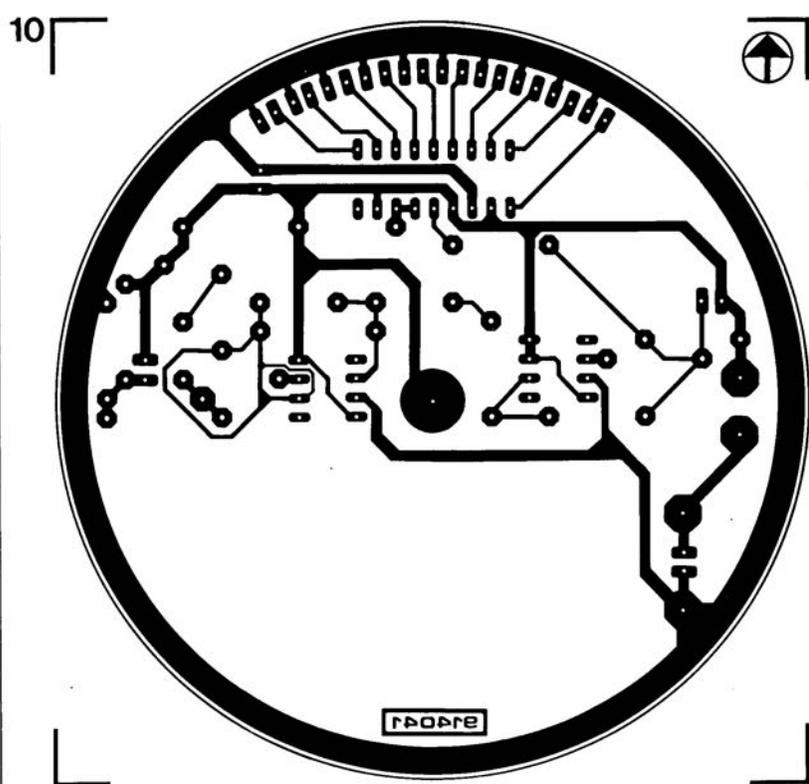
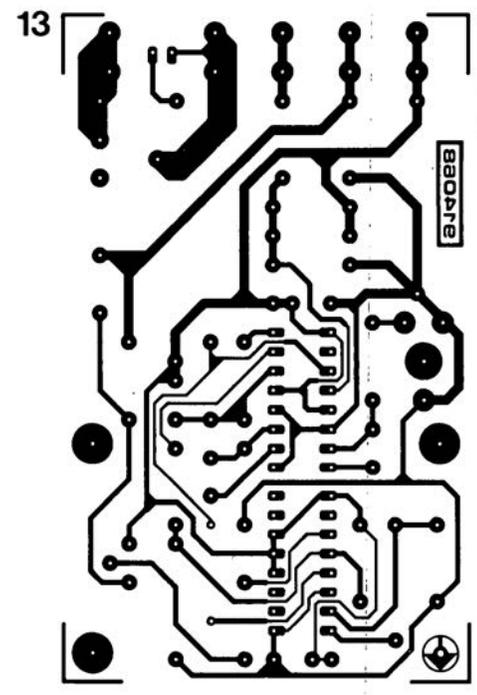
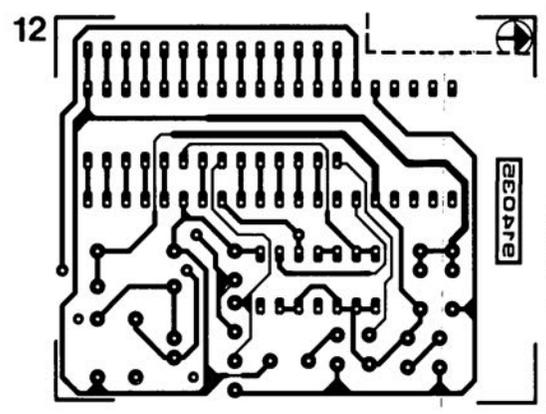
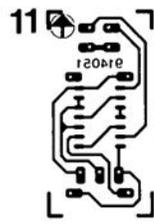
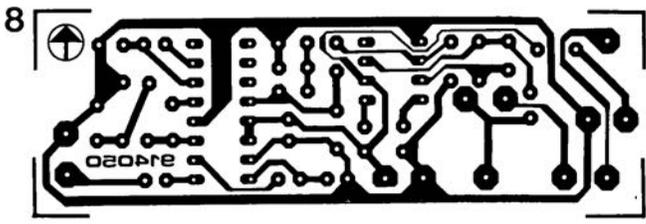
* avec magnifique poster !!

SERVICE

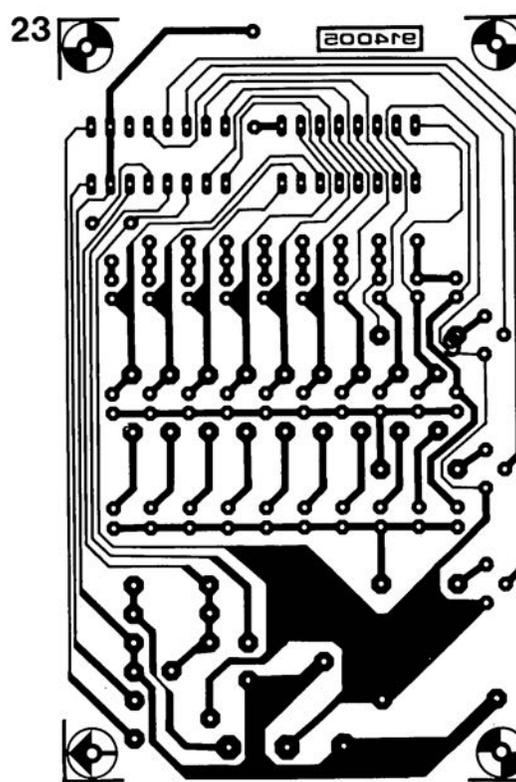
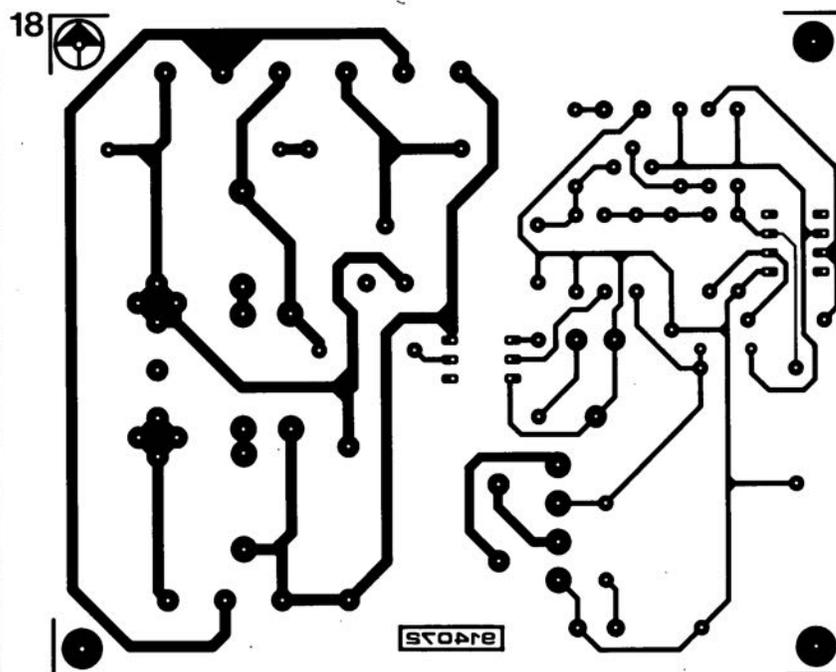
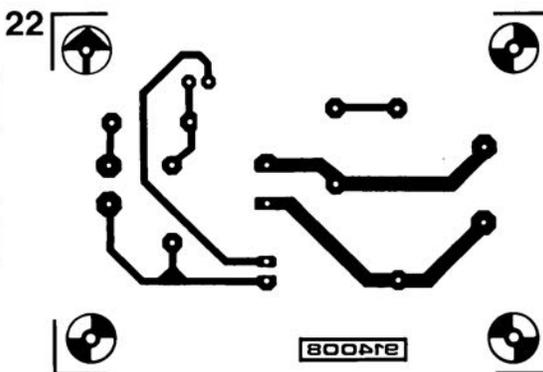
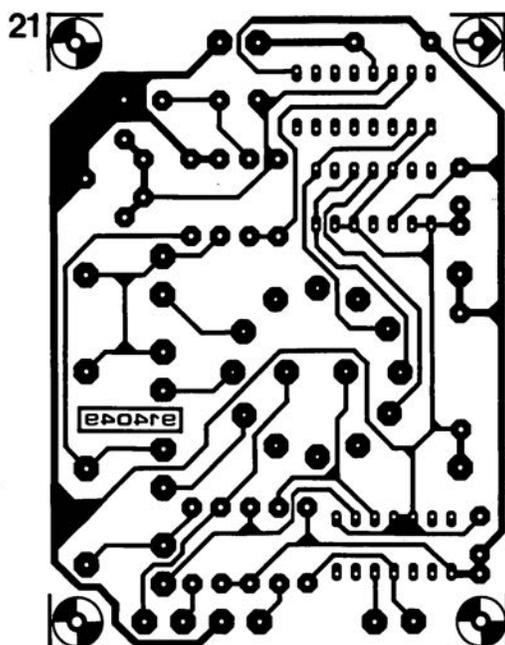
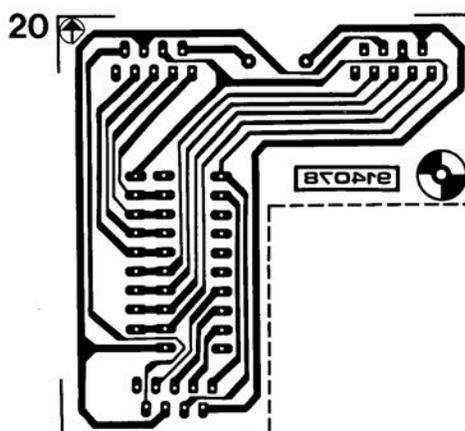
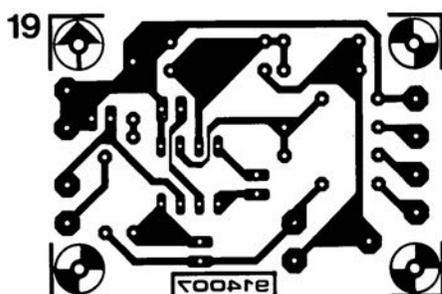
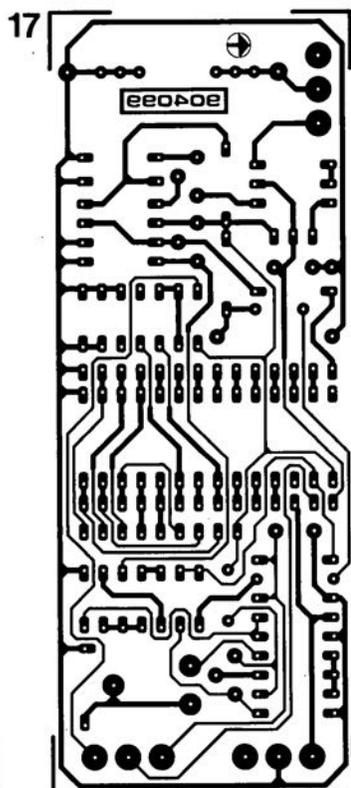
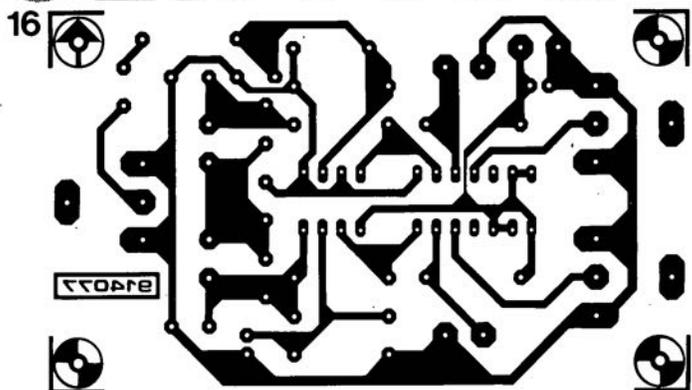
- 1 Commande de lave & essuie-glace
- 2 Protection CC pour haut-parleur
- 3 Amplificateur UHF
- 4 Temporisateur universel
- 5 Indicateur C-D-S pour batterie de voiture
- 6 Inverseur de sens de circulation (2x)
- 7 Module thermométrique LD
- 8 S-mètre pour récepteur à ondes courtes
- 10 Indicateur de puissance de champ: composants
- 11 Indicateur de puissance de champ: plan de masse
- 12 Accélérateur vidéo pour Archimedes
- 12 Adaptateur 1 Mbit pour programmeur d'EPROM
- 13 Circuit de commande automatique pour ventilateur d'automobile
- 14 Triple oscillateur HCMOS à quartz
- 15 Indicateur de crête



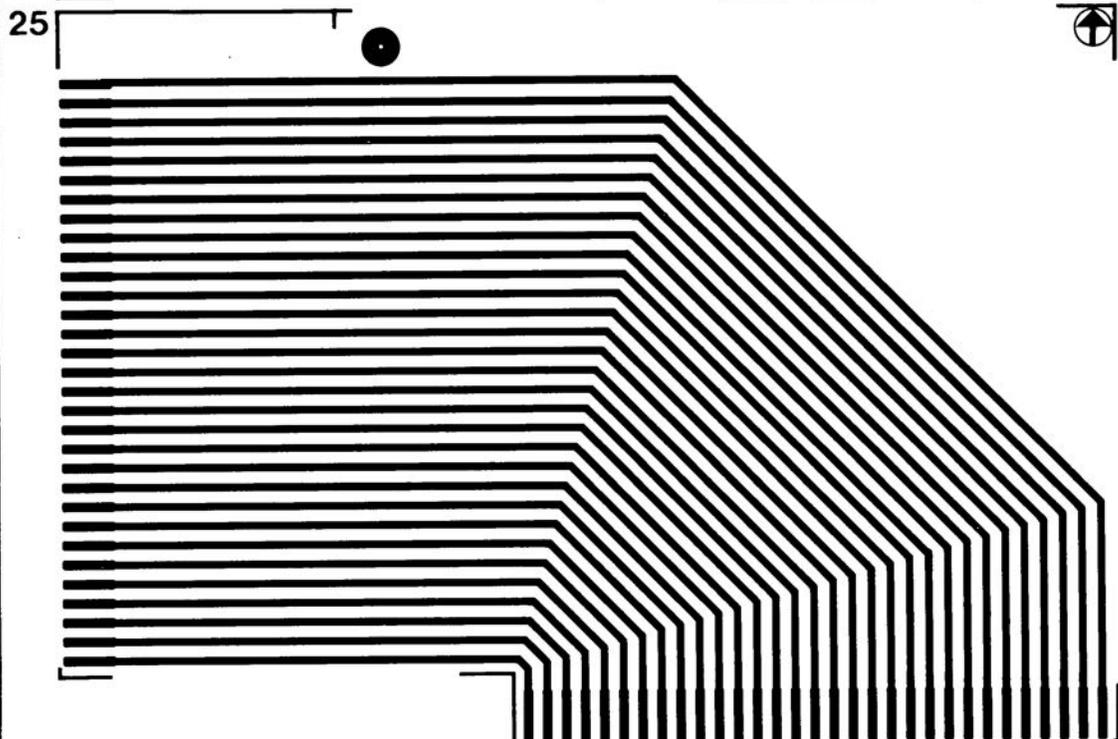
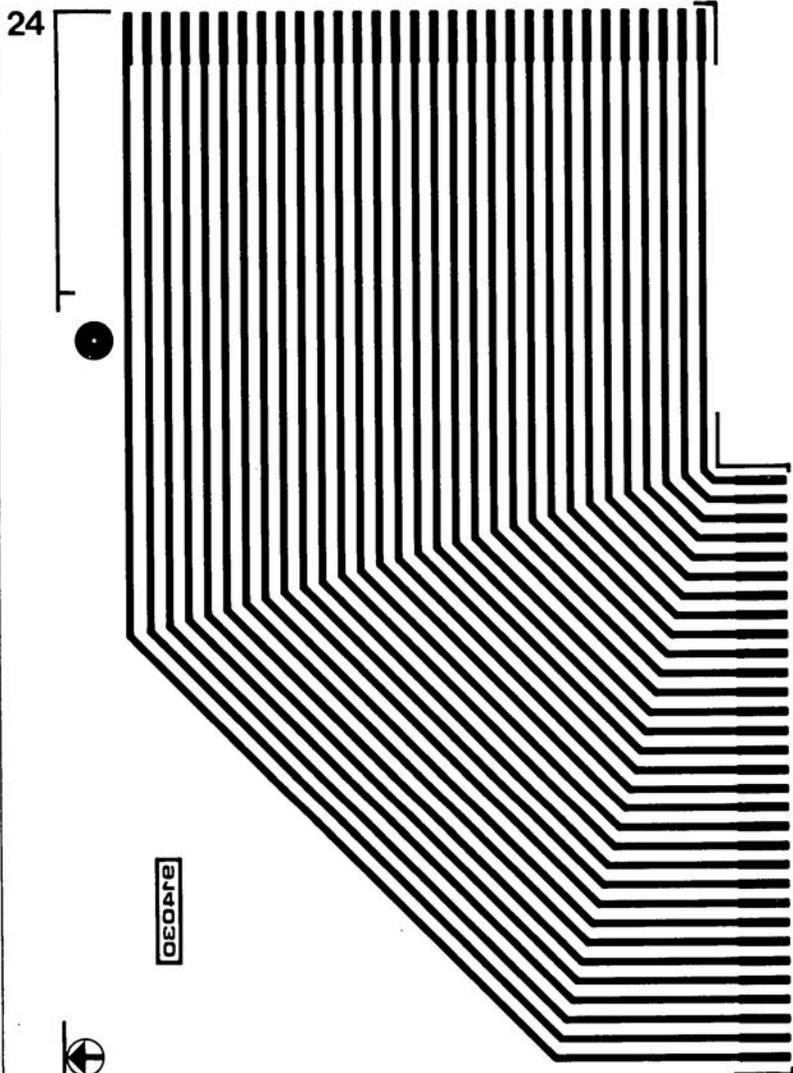
SERVICE



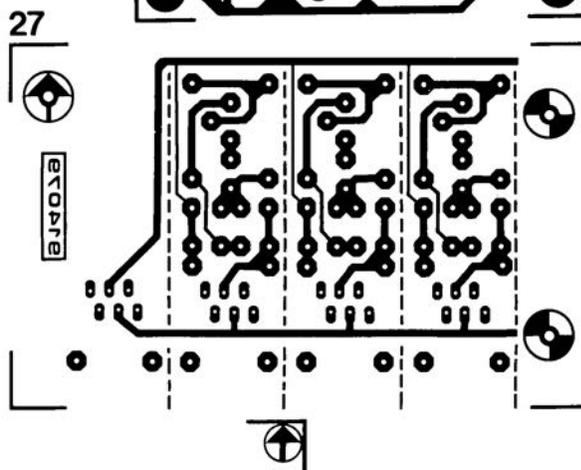
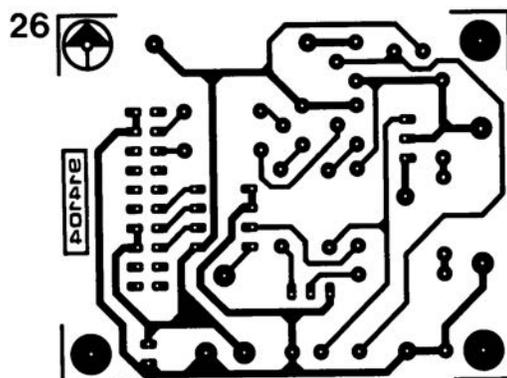
SERVICE



SERVICE



- 16 Séparateur de signaux de synchronisation
- 17 Émulateur de 2764
- 18 Interrupteur-esclave 220 V Version 2.0
- 19 Pont de Wien à alimentation symétrique
- 20 Commutateur souris-manche automatique pour Amiga
- 21 Capacimètre pour petits condensateur
- 22 Relais de sécurité électronique
- 23 Voltmètre numérique à LED
- 24 Carte d'extension de bus pour PC: recto
- 25 Carte d'extension de bus pour PC: verso
- 26 Le SCALP en testeur de capacité d'accu CdNi
- 27 Central téléphonique



description d'un kit ELV

testeur de semi-conducteurs pour PC

PC-TT 90



Il faudra, de tout ce bric-à-brac, faire un ensemble ordonné et d'une efficacité redoutable.

1^e partie: introduction et caractéristiques de base

Ce premier article consacré au testeur de semi-conducteurs pour PC permet, comme son nom l'indique, le test de la quasi-totalité des semi-conducteurs existant actuellement: les transistors, pour commencer par les composants les plus importants, les FET, une autre race de transistors, les DEL (LED), les diodes, qu'elles soient zener ou non, les thyristors et, pour finir cette énumération impressionnante, les triacs. Les caractéristiques du composant en cours de test sont visualisées sous la forme classique de courbes apparaissant sur l'écran de votre PC. L'examen de ces courbes permet de savoir instantanément, d'une part, si l'on a affaire à un composant en bon état et de l'autre, si le composant concerné convient à une application donnée.

Les semi-conducteurs discrets, dont font partie les transistors en particulier, constituent une catégorie majeure de composants dans le monde de l'électronique d'aujourd'hui.

Le PC-TT 90 a été conçu pour tester, à l'aide d'un ordinateur personnel du type PC-XT/AT ou Compatible, toute cette grande famille des semi-conducteurs discrets. Le concept du testeur de semi-conducteurs

rappelle celui qu'avait suivi le testeur de circuits intégrés décrit dans le n°129 d'Elektor (mars 1989, page 60), montage réalisé à plusieurs milliers d'exemplaires dans l'Europe entière.

Outre le test des transistors bipolaires NPN ou PNP, le **testeur de semi-conducteurs** permet également, comme nous le disions dans l'introduction, le test des FET (*Field Effect Transistor* = Transistor à Effet de Champ), des diodes, des LED, des diodes zener, des triacs et des thyristors. La durée totale d'un test est inférieure à une seconde et se matérialise par l'affichage à l'écran d'un diagramme qui peut comporter jusqu'à 10 courbes caractéristiques distinctes.

L'ensemble de l'électronique du PC-TT 90 prend place sur une unique platine encartable implantée dans l'un des connecteurs d'extension libres de l'ordinateur. Les 3 câbles de connexion aux couleurs chatoyantes (rouge, bleu et jaune) reliés à la carte servent à la connexion au montage du composant à tester grâce aux pinces crocodile dont sont dotées leurs extrémités.

Un logiciel, au confort d'utilisation remarquable, permet un test exhaustif des différentes catégories de composants de la famille des semi-conducteurs discrets énumérées plus haut.

Les résultats des tests sont très parlants. Prenons l'exemple d'un transistor: on mesure, lors du processus de test, ses caractéristiques de sortie visualisées ensuite sous la forme de 10 courbes dessinées individuellement sur l'écran.

La procédure de test est parfaitement automatique. La seule tâche de l'utilisateur consiste à connecter - en respectant le brochage bien évidemment - le transistor aux pinces crocodile, à choisir sa polarité, soit NPN soit PNP, à entrer la valeur maximale du courant de collecteur et à lancer le test. Au bout d'une seconde, la caractéristique de sortie apparaît à l'écran, corsetée dans un graphique orthonormé.

Toutes les autres options, telles que le choix du domaine de mesure optimal, celui des courants de base requis, du facteur d'échelle du diagramme, se font automatiquement, mettant ainsi le composant à tester à l'abri de tout risque d'endommagement suite à l'application d'un courant trop important ou à toute autre fausse manœuvre du même acabit.

Dans le cas d'un transistor par exemple, le courant de collecteur, I_{CE} -affiché sur l'axe des ordonnées, Y- est rendu comme une fonction de la tension collecteur-émetteur, U_{CE} -visualisée elle sur l'axe

des abscisses, X-, en utilisant comme paramètre 10 valeurs pour le courant de base, I_B . L'écran résultant de cette mesure vous est proposé en **figure 1**.

Avant que nous ne puissions nous lancer dans la réalisation de ce montage, il nous faut revenir aux bases de l'électronique pour faire plus ample connaissance avec les propriétés électriques et le comportement des composants que nous voulons tester. D'où les paragraphes à venir, consacrés aux connaissances de base des semi-conducteurs discrets.

Catégorisation

Il existe des semi-conducteurs de toutes les formes, de toutes les tailles, destinés à remplir les fonctions les plus diverses. Les transistors à effet de champ (FET), par exemple, constituent aujourd'hui une sous-catégorie très importante et fort utilisée de la famille des transistors. Si l'on ne tient pas compte de la puissance, on pourra subdiviser les FET en 6 groupes distincts. Il en va de même avec les diodes: pour ne pas trop noyer le poisson, contentons-nous de mentionner quelques types spécifiques de diodes: les diodes capacitives, les diodes Schottky, les diodes de commutation, les diodes PIN, les diodes à effet tunnel, les diodes à effet de champ, les diodes Shockley (communément appelées diodes à quatre couches) et les diodes à récupération rapide. Si nous envisageons d'ajouter les composants photo-électriques et à effet d'onde, il nous faudra mentionner la photo-diode, la diode laser et la diode électroluminescente (DEL, abréviation que devrait utiliser un bon patriote, la dénomination LED restant plus courante).

Il existe 2 autres catégories de composants fort en vogue car très intéressants: les thyristors et les triacs, 2 familles de composants que le PC-TT 90 peut également passer au crible.

Il ne nous est malheureusement pas possible, dans le cadre relativement limité de cet article, d'entrer dans le détail des caractéristiques de base de tous les semi-conducteurs discrets disponibles sur le marché aujourd'hui. Nous nous limiterons donc aux types de composants les plus utilisés.

Les diodes

Les diodes sont des composants qui, dans un sens, laissent passer le courant sans pertes significatives, et, dans le sens inverse, le bloquent.

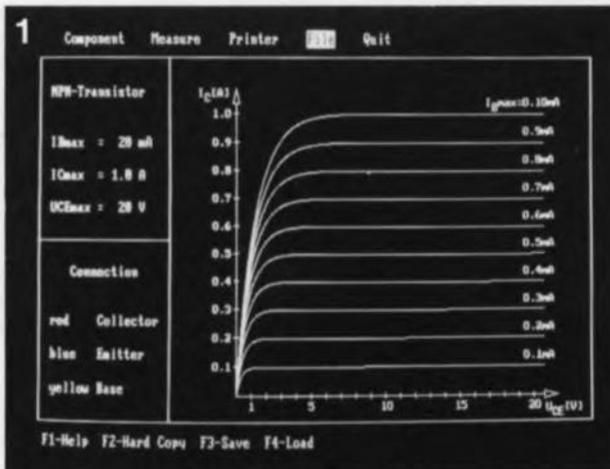


Figure 1. Représentation graphique des caractéristiques d'un transistor mesurées et portées à l'écran par le PC-TT 90. Il y aura bien entendu une version française de ce logiciel.

Comme vous le savez sans doute, c'est à cette propriété que l'on fait appel pour la conversion d'un courant alternatif en courant continu à l'aide d'une diode et d'un condensateur-tampon (réservoir).

Le diagramme de la **figure 2** illustre les 2 modes de fonctionnement de base d'une diode en tension continue. La partie gauche du dessin, **A**, montre la diode montée dans le sens passant, c'est-à-dire dans le sens laissant passer le courant. Ce courant produit aux bornes du composant une chute de tension directe, U_D . Ayant typiquement une valeur égale au dixième de la valeur maximale de courant admissible par le composant, U_D se situe entre 0,2 et 0,4 V pour les diodes au germanium et entre 0,5 et 0,8 V pour les diodes au silicium.

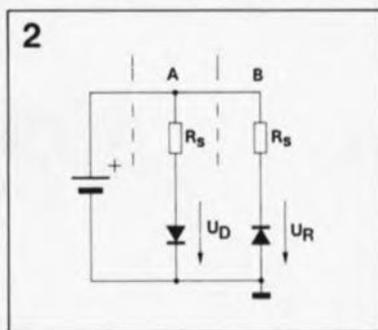


Figure 2. Modes de fonctionnement en tension continue d'une diode.

La partie droite du dessin, **B**, nous montre la même diode, à laquelle le courant est, cette fois, appliqué en sens inverse.

Dans la plage des tensions admissibles, le courant inverse, ou de fuite, des diodes pour faibles signaux se situe dans la gamme des μA dans le cas des diodes au germanium et dans celle des nA pour les diodes au silicium. Lorsque la tension inverse maximale admissible est dépassée, le courant de fuite résultant peut atteindre des valeurs de l'ordre de celles prises par le courant direct. Une telle situation se traduit, pour la majorité des diodes, par leur passage de vie à trépas et donc par leur destruction.

La courbe de la **figure 3** montre la relation entre la tension et le courant dans le cas d'une diode pour faibles signaux typique.

Pour le test des diodes, le PC-TT 90 n'utilise que les connexions d'émetteur et de collecteur. On en conclura, logiquement, que le câble jaune (base) n'est pas utilisé dans ce cas-là. La diode est connectée dans le sens passant (pince rouge à l'anode et pince bleu à la cathode). On définit ensuite la valeur maximale du courant, avant de lancer l'opération de mesure. L'ordinateur trace les courbes caractéristiques de la diode, en tenant compte de la valeur maximale de courant direct entrée par l'utilisateur.

Figure 3. Caractéristique tension-courant d'une diode pour faibles signaux typique.

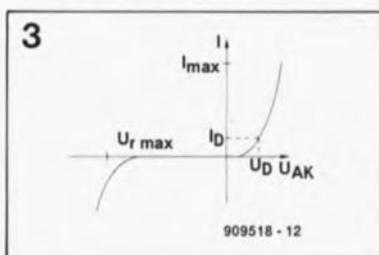


Figure 4. Modes de fonctionnement en tension continue d'une diode zener.

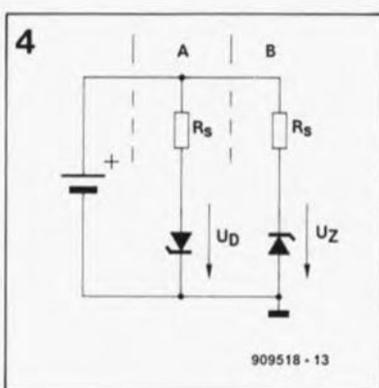


Figure 5. Caractéristique tension-courant d'une diode zener.

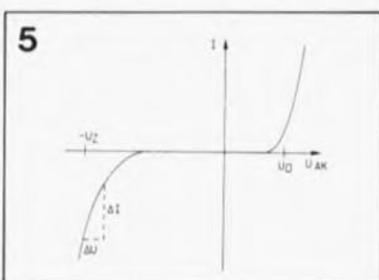
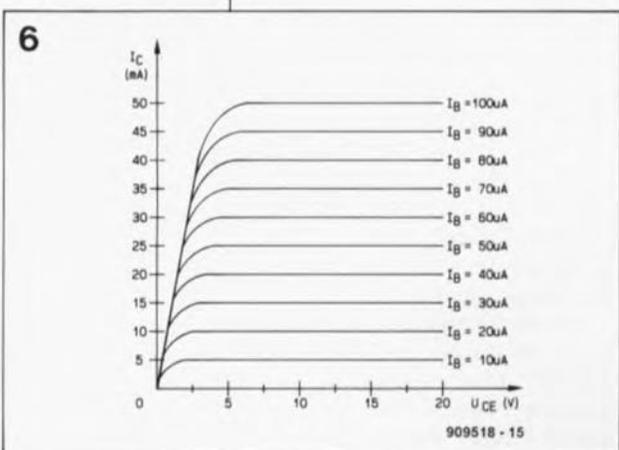


Figure 6. Caractéristique d'un transistor typique. Le graphique rend le courant de collecteur, I_C , en fonction de la tension collecteur-émetteur, U_{CE} , le courant de base, I_B , servant de paramètre de référence.



Les diodes zener

Un effet physique, dit l'effet d'avalanche, produit une augmentation rapide du courant inverse lorsque la valeur maximale de courant inverse est dépassée. Cette propriété de pratiquement tout élément semi-conducteur est utilisée dans la diode zener en association avec une résistance de limitation du courant. En vue d'éviter un échauffement local trop important, qui se traduirait par la destruction du composant, le courant inverse est réparti équitablement sur l'ensemble du cristal semi-conducteur. En général, une diode zener est utilisée dans son domaine de sécurité tant que la valeur de la dissipation de puissance produite par le courant inverse ne dépasse pas la dissipation de puissance "directe" maximale admissible. La valeur de la tension inverse à laquelle le courant augmente brusquement est appelée tension zener, U_Z .

La partie "A" du schéma de la **figure 4** montre une diode zener connectée dans le sens direct, c'est-à-dire dans le sens où elle conduit. Le comportement électrique d'une diode zener implantée de cette façon est pratiquement identique à celui d'une diode ordinaire.

Le montage en sens inverse, illustré par le circuit "B" de la figure 4, est, en pratique, celui que l'on utilise dans le cas d'une diode zener. Lorsque la tension appliquée à la diode zener via la résistance-série est suffisamment élevée, il est possible de mesurer la tension zener aux bornes de la diode.

La **figure 5** rend, sur un graphique, la relation typique entre la tension U et le courant I d'une diode zener. Une diode zener montée en sens direct peut être testée comme une diode ordinaire, processus décrit plus haut.

On pourra déterminer la tension zener, U_Z , en montant la diode en sens inverse, orientation qui est d'ailleurs leur disposition normale. On remarquera cependant que le courant inverse maximal admissible peut être notablement moindre que le courant direct maximal admissible. Il peut, de ce fait, être nécessaire de devoir modifier la configuration (donnée entrée dans l'ordinateur) avant de connecter la diode aux pinces de test. En général, on admet que le courant inverse maximum admissible est égal, en gros, à la valeur de la dissipation maximale admissible divisée par la tension zener.

Après lancement du processus de mesure, la courbe de stabilisation de

la diode zener est calculée et visualisée à l'écran.

Le PC-TT 90 ne nécessite pas la présence d'une résistance de limitation prise en série avec la diode zener. En fait, la présence d'une telle résistance se traduirait par un décalage importun de la courbe de stabilisation. La diode zener à tester est donc connectée directement entre les pinces des câbles rouge et bleu.

Les transistors

Lorsque, d'habitude, on parle de transistor, c'est d'un transistor bipolaire qu'il s'agit le plus souvent. On désigne en règle générale un transistor spécial, tel qu'un FET, par sa dénomination de son groupe spécifique, et donc rarement par l'appellation de transistor.

Comme vous n'êtes pas sans le savoir, les transistors sont des semi-conducteurs dotés 3 broches. Leurs domaines d'application principaux sont la commutation et l'amplification de signaux électriques.

Les transistors au silicium ont aujourd'hui pratiquement complètement supplanté leurs homologues au germanium qui furent les premiers à voir le jour à l'aube de l'ère des semi-conducteurs. Ces 2 familles de transistors existent en version NPN et PNP.

La caractéristique la plus marquante d'un transistor bipolaire est sa capacité de servir d'amplificateur de courant. Dans le transistor, un courant appliqué à la base, I_B , est multiplié par le facteur d'amplification (gain) et donne naissance à un courant de collecteur, I_C . Le gain en courant, h_{FE} , est de ce fait défini comme étant le rapport du courant de collecteur sur le courant de base. L'exemple de la **figure 6** montre la caractéristique de sortie d'un transistor pour faibles signaux NPN typique. La tension collecteur-émetteur, U_{CE} , est visualisée sur l'axe horizontal, l'échelle allant de 0 à 20 V. L'axe vertical est celui du courant de collecteur, I_C .

Les 10 courbes illustrent la relation entre ces 2 facteurs et ce à 10 courants de base I_B croissants. La première courbe ($I_B = 10 \mu A$) nous apprend qu'il circule un courant de collecteur de 5 mA lorsque U_{CE} croît de 2,5 à 20 V environ. On constate également que le courant de collecteur s'effondre rapidement pour être pratiquement nul lorsque U_{CE} est inférieure à 1 V environ.

La taille du courant de collecteur augmente lorsque le courant de base croît. En fait, il semble que le courant de collecteur devienne un

multiple fixe du courant de base. Ainsi, un courant de base constant produit un courant de collecteur qui reste virtuellement constant sur une plage relativement grande de U_{CE} (entre 5 et 20 V en gros). Le courant de collecteur ne prend de valeur faible qu'aux tensions faibles.

La figure 7 vous propose les circuits de base des transistors NPN et PNP. Le circuit gauche montre un transistor NPN monté en configuration d'émetteur-commun. La résistance série R_B envoie un courant constant dans la base. Le courant de collecteur résultant qui traverse R_C lui, est égal au produit du courant de base par le gain en courant, h_{FE} , du transistor. Les courants de collecteur et de base s'additionnent lorsqu'ils sortent du transistor par son émetteur.

La valeur typique du gain de transistors pour faibles signaux se situe dans une plage comprise entre 100 et 1 000, celle du gain des transistors de puissance va de 10 à 50. On le constate, le courant de base est, en règle générale, si on le compare au courant de collecteur, très faible, que, par conséquent, on peut pratiquement le négliger. En pratique, on admet que le courant d'émetteur est égal au courant de collecteur.

Les courbes de la figure 6 sont obtenues par l'application à la base du transistor à tester d'un courant de base donné et par augmentation progressive de la tension collecteur-émetteur de 0 V à la valeur maximale (20 V dans notre exemple) et cela pendant une certaine durée (100 ms dans le cas présent). Au fur et à mesure de la croissance de la tension, le courant de collecteur est mesuré de manière à permettre à l'ordinateur de calculer sa première courbe.

Le courant de base est ensuite augmenté à sa valeur suivante (20 μA ici) et le processus se répète pour établir la seconde courbe. Une fois les 10 courbes établies, l'ordinateur les dessine sous la forme d'un graphique dont les figures 1 et 6 donnent un exemple (réel et imprimé). L'un des avantages de l'utilisation d'un ordinateur est qu'il suffit d'établir chaque courbe une seule fois, de sorte que le processus est terminé dans un délai très bref, ce qui évite tout risque d'endommagement du transistor suite à son auto-échauffement inévitable au cours d'un tel processus. En pratique, même les transistors de puissance n'ont pas besoin de radiateur lors de leur test avec le PC-

TT 90, vu la très grande rapidité du processus de mesure.

Les transistors à effet de champ

Un FET est un type de transistor pouvant être commandé, virtuellement sans puissance, via un champ électrique. Vu sous cet aspect, les FET ont un comportement très proche des tubes thermoioniques, similitudes auxquelles réfèrent très souvent les ouvrages consacrés à l'électronique de base.

Les FET peuvent être subdivisés en 6 types principaux dont on retrouve en figure 8 les symboles électriques. La grille, G, est l'électrode servant au "contrôle" du courant circulant entre le drain et la source. La tension de grille, U_{GS} , est présente entre la grille et la source. La résistance d'entrée typique d'un FET est extrêmement élevée, atteignant des valeurs comprises entre $10^{10} \Omega$ et $10^{13} \Omega$ pour les FET à jonction et entre $10^{13} \Omega$ et $10^{15} \Omega$ pour les FETMOS.

Il existe, dans le cas des FET, une subdivision similaire à la classification NPN/PNP que connaissent les transistors bipolaires: on trouve en effet des FET à canal N et des FET à canal P.

La figure 9 illustre le fonctionnement de base d'un FET à canal P (partie gauche du circuit) et celui d'un FET à canal N (partie droite du schéma). Ces 2 types de FET conduisent à $U_{GS} = 0 V$, raison pour laquelle on les appelle FET à déplétion.

Nous allons utiliser le circuit à FET à canal N de la figure 9 pour illustrer le fonctionnement de base de ce genre de composant. Le BF245 est l'exemple-type d'un FET à canal N à déplétion.

À l'image de ce qui se passe dans le cas d'un transistor bipolaire, le courant de drain -l'équivalent "FET" du courant de collecteur- est virtuellement constant pour des valeurs de la tension drain-source, U_{DS} , comprises entre 5 V et la tension maximale admissible. En raison de la résistance très élevée présentée par la grille, on a une commande en tension plutôt qu'en courant, comme c'est le cas de la base d'un transistor bipolaire. Ainsi, la tension appliquée à la grille détermine le courant de drain. Une tension de grille de 0 V fait entrer en conduction totale un FET à déplétion. On peut diminuer le courant de drain en rendant la grille négative par rapport à la source, comme le montrent les caractéristiques de transfert représentées en figure 10.

Les FET à canal P sont commandés à l'aide d'une tension de grille positive. Comme l'illustre la figure 9, la source est reliée à la tension d'alimentation positive, de sorte que le drain est à un potentiel négatif par rapport à la source. Les FETMOS existent également en version à déplétion. Pour la plupart d'entre eux, le niveau extrême de la résistance d'entrée est obtenu par la mise en place d'une fine couche isolante

Figure 7. Circuits de principe de transistors NPN (à gauche) et PNP (partie droite du schéma).

Figure 8. Classification des transistors à effet de champ.

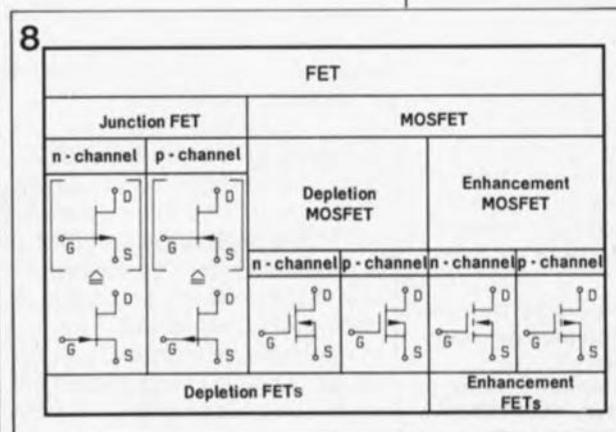
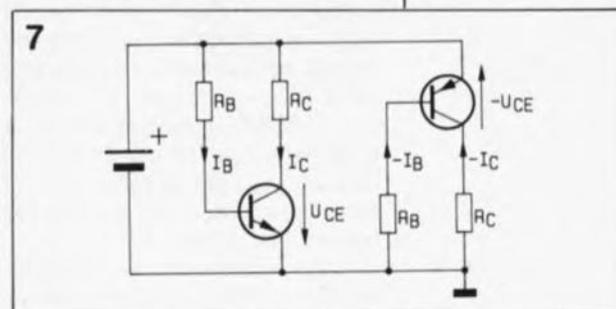
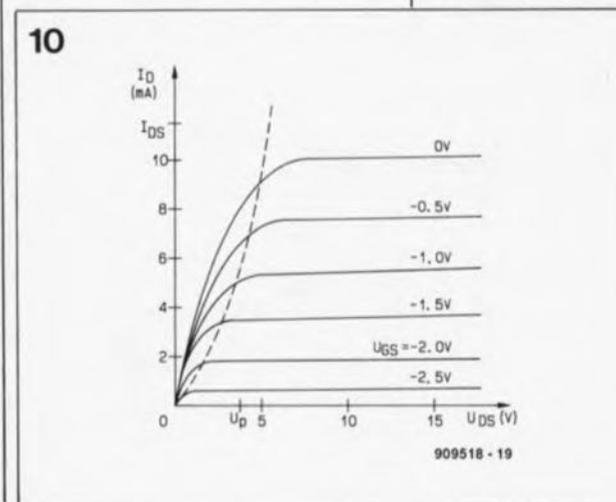
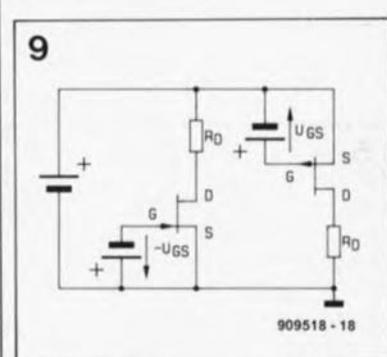


Figure 9. Circuits de base en tension continue pour un FET à canal N (à gauche) et un FET à canal P (partie droite du schéma).

Figure 10. Caractéristique de transfert courant/tension d'un FET à jonction à canal N typique.



de silice (SiO_2) séparant la grille du canal drain-source. Les caractéristiques électriques des FETMOS à déplétion sont très proches de celles des FET à déplétion ordinaires évoqués plus haut. Les domaines typiques d'utilisation des FETMOS à déplétion sont la HF et le numérique.

Les FETMOS à enrichissement (*enhancement-mode*) dits aussi FETMOS à canal induit, demandent l'application d'une tension sur la grille avant qu'ils ne puissent devenir conducteurs; on en déduit qu'ils bloquent lorsque $U_{GS} = 0 \text{ V}$. Les FETMOS à enrichissement à canal N ne drainent pas de courant tant que U_{GS} ne dépasse pas un certain seuil si le drain est positif par rapport à la source.

La caractéristique est inversée pour les FETMOS à canal P; il faut dans ce cas-là que le drain soit négatif par rapport à la source, alors qu'il faut appliquer une tension grille-source négative pour obtenir l'entrée en conduction du FETMOS.

On notera qu'il existe des FET "mi-raisin" que leurs caractéristiques situent à mi-chemin entre les FETMOS à déplétion et les FETMOS à enrichissement. Ces composants sont caractérisés par un courant de drain approximativement égal à la valeur maximale lorsque $U_{GS} = 0 \text{ V}$, offrant ainsi le choix entre une tension de grille positive ou négative par rapport à la source.

Certains FETMOS possèdent une quatrième broche reliée au substrat. Dans la plupart des cas, la fonction électrique de cette broche est similaire à celle remplie par la grille, à ceci près que la connexion reliée au substrat ne possède qu'une couche d'isolation par rapport au canal drain-source. Cette connexion est le plus souvent identifiée par la lettre S (substrate) ou B (bulk).

Le FETMOS de puissance est un semi-conducteur de la catégorie des FET à enrichissement auxquels nous reviendrons un peu plus loin. À l'image de certains types de transistors bipolaires, les FETMOS de puissance peuvent assurer la commutation de tensions importantes à des courants de forte intensité. Leurs caractéristiques de commande sont différentes et correspondent à celles des FETMOS à enrichissement.

Les FETMOS de puissance à canal N sont commandés par une tension de grille positive lorsque le drain est positif par rapport à la source. Selon le mode d'opération concerné, la tension de grille se situe entre 0 et 20 V. La figure 11 donne les caractéristiques de transfert importantes.

Il existe un nombre plus important de FET à canal N que de FET à canal P, pour la simple et bonne raison que les électrons d'un transistor à canal N- possèdent une mobilité plus importante que les trous (d'un canal P). Les FET à canal N ont un gain supérieur à celui offert par les FET à canal P. En outre, dans le cas de FETMOS de puissance à surface de puce et à caractéristiques de tension inverse identiques, la résistance "on" du canal drain-source est environ 2 fois plus importante sur la version à canal P que sur un transistor à canal N.

Comme, en outre, les versions à canal P nécessitent un processus de fabrication plus complexe, le rapport performance/prix bascule inévitablement du côté de la version à canal N de ces composants.

Après cette longue description, revenons aux choses pratiques. Le test d'un FET, quel qu'il soit, est lancé par la sélection de son type dans le menu; on optera par exemple pour FET à déplétion canal N/FETMOS à déplétion, avant de définir le courant drain-source maximal. L'écran identifie alors les 3 câbles à connecter aux broches du FET (rouge = drain, bleu = source, jaune = grille). Tous les autres réglages sont ensuite effectués par le PC-TT 90 qui tient compte du fait que les FET sont commandés en tension et non pas en courant.

Si vous ignorez à quel type de FET vous avez affaire, choisissez l'option 7 du menu "FET inconnu". Une fois que vous aurez entré la valeur maximale admissible du courant drain-source, l'écran donnera les connexions à établir avec les broches du FET. Le câble jaune est connecté à la grille; lorsque le drain et la source sont identifiés, la ligne rouge va au drain et le câble bleu est relié à la source. Ces 2 dernières connexions sont inversées lorsqu'il s'agit d'un FET à canal P. Si vous ne savez pas de quel variété (N ou P) de FET il s'agit, ou que vous ignorez où se trouvent le drain et la source, il vous suffira de connecter ces 2 broches au hasard. Il est important que la grille soit elle toujours parfaitement identifiée pour être connectée comme il le faut.

Lorsque le test est lancé, le PC-TT 90 limite le courant de drain à la valeur la plus faible possible, à savoir 10 mA et essaie, par variations successives entre +5 et -5 V de la tension de commande, de définir une caractéristique de transfert cohérente. Dès que le programme a pu se faire une idée claire du fonctionnement du composant testé, la caractéristique de transfert complète est calculée avant d'être visualisée à l'écran avec en outre une classification de type du FET concerné.

Si l'ordinateur ne "s'en sort pas", il vous proposera d'invertir les connexions du drain et de la source. Ce test exhaustif de toutes les possibilités permet une catégorisation de FET inconnus. Après ce premier test, la caractéristique de transfert totale est calculée et affichée, jusqu'à la valeur maximale de courant définie par l'utilisateur.

Les thyristors

La figure 12 donne le symbole schématique d'un thyristor. Ce terme est l'appellation d'origine de l'équivalent en semi-conducteur du tube thyatron; les anglais lui donnent plus couramment le nom de SCR (*Silicon Controlled Rectifier* = redresseur commandé au silicium). Une version du thyristor utilisée pour la commutation de courants alternatifs, le triac, fera l'objet d'un paragraphe distinct.

La jonction Anode-Cathode (A-K) d'un thyristor est normalement bloquée de sorte qu'il ne passe pas de courant par la résistance-série R_s (cf. figure 12).

Lorsque l'on applique une tension positive, U_{GK} , de quelque 1 V à la broche de la gâchette (G), la jonction gâchette-cathode devient passante laissant passer un courant. Ce

Figure 11. Caractéristique de transfert courant/tension d'un FETMOS à canal P typique.

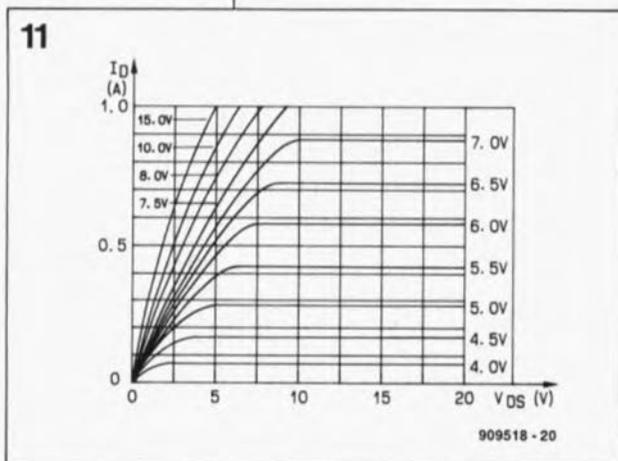
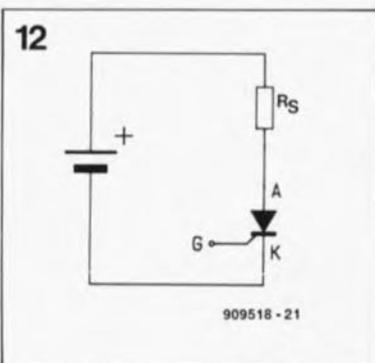


Figure 12. Connexion de principe d'un thyristor.



courant de gâchette est baptisé I_{GT} (*Gate Triggering Current* = courant de déclenchement de gâchette) ne dépend pas de la tension ou du courant d'anode. Lorsque le courant I_{GT} dépasse une certaine valeur - correspondant au seuil de déclenchement - on a amorçage du thyristor et la jonction anode-cathode conduit. Le courant continuera de passer par cette jonction même en cas de suppression du courant de gâchette. Le courant cesse cependant de passer lorsqu'il tombe à une certaine valeur, dite de courant minimum de maintien, I_H (*Holding*).

La figure 13 donne le schéma équivalent d'un thyristor basé sur des transistors. En principe, un thyristor polarisé en sens inverse bloque le courant tout comme le ferait une diode.

Outre la tension inverse maximale dont la valeur est normalement relativement élevée, et de ce fait impossible à reproduire par le PC-TT 90, les spécifications principales d'un thyristor sont sa caractéristique $I_A - U_{AK}$ (cf. figure 14) et son courant d'amorçage, I_{GT} .

Le câble rouge du PC-TT 90 est relié à l'anode du thyristor, le jaune à la gâchette et le bleu à la cathode. Le système de mesure augmente automatiquement et progressivement la tension U_{AK} jusqu'à la valeur maximale, avant de revenir à zéro et d'augmenter le courant d'amorçage d'un pas.

L'amorçage du thyristor est détecté et la caractéristique correspondante est calculée; la valeur du courant d'amorçage est ensuite visualisée à l'écran. Sachant que cette valeur représente le courant d'amorçage I_{GT} minimum, il faudra opter pour un courant plus important dans le cas d'une utilisation pratique de ce composant si l'on veut garantir un amorçage fiable, quelles que soient les conditions réelles. Dans la plupart des cas on optera pour un courant 2 à 5 fois supérieur à la valeur minimale, si tant est que cette valeur ne dépasse pas le courant d'amorçage maximal admissible.

Les triacs

Un triac n'est, en principe, rien de plus qu'un montage en tête-bêche (anti-parallèle) de 2 thyristors dotés d'une entrée de commande commune. On retrouve en figure 15 le symbole schématique de ce composant.

En cas d'application d'une tension faible entre l'anode (+) et la cathode

(-), le triac peut, à l'image du thyristor, être amorcé par l'application d'un courant de gâchette positif. Autre similitude: la tension d'amorçage existe entre la gâchette et la cathode. Contrairement au thyristor cependant, un triac peut également être amorcé à l'aide d'une tension négative. Il peut être amorcé tant par une tension positive que par une tension négative si le potentiel de l'anode est négatif par rapport à celui de la cathode. Cette caractéristique permet l'utilisation d'un triac pour la commutation d'une tension alternative, processus pouvant être déclenché par des impulsions d'amorçage en provenance des 4 quadrants.

La plupart des triacs nécessitent un courant de déclenchement relativement faible lorsque les tensions d'anode et de gâchette ont la même polarité par rapport à la cathode. Le courant d'amorçage devra être, en général, plus important si la tension de gâchette est positive et que la tension d'anode est négative. En conclusion, si l'on utilise des impulsions d'amorçage dont la source est une tension continue, pour un triac pris dans un circuit alternatif, la tension d'amorçage doit être négative par rapport à la cathode si l'on veut que l'amorçage du triac puisse se faire à un courant relativement faible.

Les spécifications principales d'un triac sont sa caractéristique de transfert, c'est-à-dire la réponse du canal anode-cathode et le courant de gâchette nécessaire à son amorçage. Le câble rouge est relié à l'anode, le fil jaune à la gâchette et le câble bleu à la cathode du triac. Le PC-TT 90 augmente progressivement la tension d'alimentation tout en accroissant le courant de gâchette par petits pas. À l'instant d'amorçage du triac, la caractéristique $I_A - U_{AK}$ est mesurée et le courant d'amorçage nécessaire visualisé. La procédure de test est reprise après une inversion de la polarité du courant d'amorçage. La caractéristique $I_A - U_{AK}$ n'est pas mesurée cette fois sachant qu'elle ne dépend pas du courant d'amorçage. Une fois obtenu l'amorçage du triac, on a mesure et visualisation du courant d'amorçage (inverse) requis.

Il est également possible, comme nous l'indiquons, de tester les caractéristiques d'un triac après avoir inversé les polarités de l'anode et de la cathode; il suffit pour cela d'invertir les connexions des câbles rouge et bleu. Quelle que soit la situation, l'ordinateur donne la

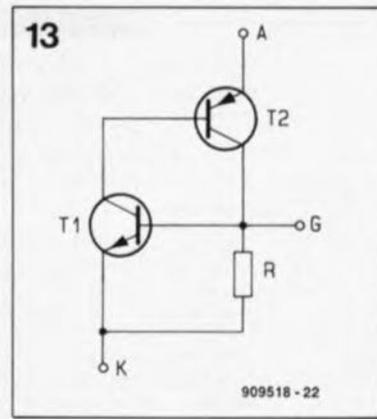


Figure 13. Schéma équivalent d'un thyristor réalisé à l'aide de transistors.

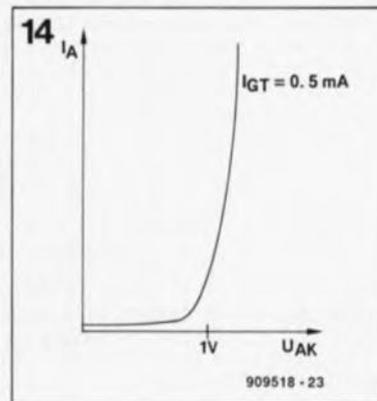


Figure 14. Caractéristique tension/courant typique d'un thyristor.

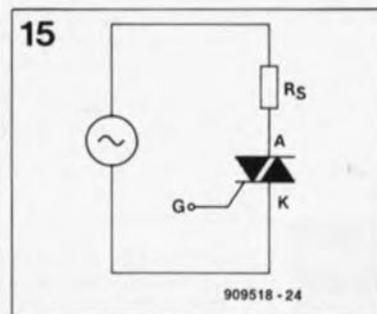


Figure 15. Symbole schématique et connexions de principe d'un triac.

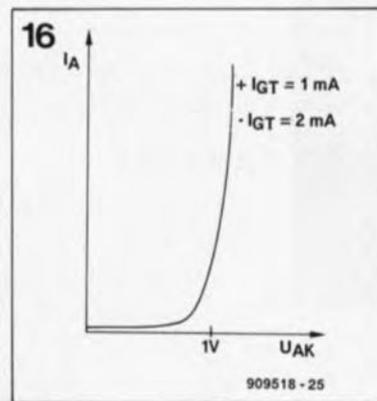


Figure 16. Caractéristique de transfert typique d'un triac.

caractéristique principale du composant testé. Les propriétés électriques majeures mesurées au cours du processus permettent, soit d'établir une classification du composant si tant est qu'il soit inconnu, soit de vérifier son état si l'on sait de quoi il s'agit.

Dans l'article du mois prochain nous nous intéresserons à l'électronique, le troisième et dernier article étant consacré à la réalisation et au mode d'emploi de cette réalisation hors-pair.

CF70095

décodeur Télétext universel

Texas Instruments, en collaboration étroite avec de grands constructeurs de téléviseurs, a développé un décodeur Télétext universel (Unitext CF70095) destiné à remplacer la génération actuelle des décodeurs Télétext monopage. Unitext intègre à la fois un processeur RISC de 11 Mip et une gestion FLOF (Fasttext) automatique avec affichage graphique permettant de programmer des images et des affichages personnalisés. Unitext peut surtout décoder des images nécessitant le niveau 1.5 de World Standard Teletext (WST). Cela inclut des caractères dans l'affichage principal de Télétext. Sans la moindre adjonction de logiciel MPU externe, Unitext est capable de gérer les traitements Télétext pour la plupart des langues européennes.

Voici quelques-unes des possibilités offertes par Unitext, sans ajout de logiciel MPU externe:

■ **Processeur RISC - Traitement Télétext**, y compris le paquet 26, à l'aide d'un processeur RISC de 11 Mip intégré sur le circuit.

■ **Texte intelligent** - Une fonctionnalité unique en son genre permettant à Unitext d'être contrôlé par des commandes de haut niveau, telles que TEXT et UPDATE. Des utilitaires d'affichage généraux ont également été intégrés dans le microcode, assurant l'utilisation aisée de commandes telles que CLEAR SCREEN, CLEAR ROW, SET UP FULL PAGE COLOURS et AUTO PAGE ADDRESS INCREMENT DURING OSD DOWNLOAD.



■ **FLOF automatique** - La gestion FLOF (Fasttext) est également intégrée sur le circuit pour les pays ayant adopté une norme FLOF. En outre, il n'est nullement nécessaire de modifier le logiciel MPU dans les pays qui n'ont pas la norme FLOF.

■ **Mémoire RAM de stockage de page** intégrée sur le circuit - Cette mémoire est destinée à faciliter les réductions de coût au niveau global.

■ **Affichage de l'état du paquet 8/30** - Le traitement est effectué automatiquement pour fournir une information explicite sur le canal, comme par exemple "Oracle C4" en Grande-Bretagne.

Le paquet 8/30 est également utilisé dans Unitext pour afficher la page de données en première page lors de l'ouverture de session.

■ **Affichage puissant sur l'écran (OSD = On Screen Display)** - Auto-

rise aux constructeurs de téléviseurs une différenciation exclusive de leurs produits sur un marché extrêmement concurrentiel au niveau de la distribution. Ainsi, des fonctions graphiques permettent à l'utilisateur de programmer des images écran personnalisées, comme, par exemple, des histogrammes et des menus. L'OSD est mis en oeuvre par téléchargement de caractère au format Télétext vers la mémoire RAM de l'écran. Unitext dispose de 3 modes d'affichage principaux:

1. mode Télétext: la fonction Télétext contrôle la RAM d'affichage, assurant le stockage des données Télétext sur le circuit lui-même.

2. mode OSD plein écran: l'utilisateur peut programmer des affichages personnalisés comme des histogrammes ou des menus.

3. mode d'affichage partiel: l'utilisateur peut créer des OSD partiels sans perdre une seule information Télétext.

En même temps qu'il assure les traitements Télétext pour la grande majorité des langues européennes, Unitext est capable de traiter des caractères supplémentaires, grâce au paquet 26, conjointement à l'option de langue nationale choisie, pour tenir compte, par exemple, des spécificités régionales. Les langues totalement supportées sont les suivantes: anglais, français, espagnol (tous dialectes), portugais, allemand, italien, suédois et finlandais. On étudie actuellement la possibilité d'utiliser Unitext avec les langues d'Europe de l'Est.

Texas Instruments
BP 67
78141 Vélizy-Villacoublay Cedex
Tél.: (1).30.70.10.10
fax: (1).30.70.10.14

AD 829

Amplificateur vidéo 120 MHz à faible bruit

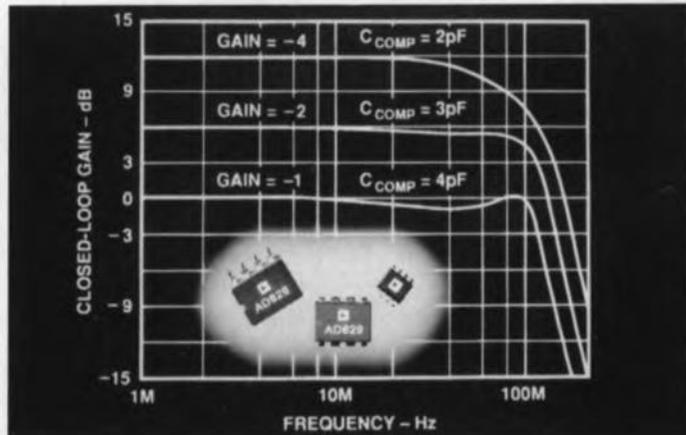
Analog Devices annonce l'introduction sur le marché du plus économique des amplificateurs vidéo (prix inférieur de 30% par rapport à la compétition).

L'AD 829 possède une bande passante de 120 MHz (gain de -1), une densité de bruit aussi faible que 2 nV/√Hz et un gain en boucle ouverte de 30 mV/mV (charge de 500 Ω).

C'est le composant idéal pour les applications de driver de câble, de préamplificateur ou encore de buffer vidéo. Il présente de remarquables caractéristiques d'erreurs de gain différentiel 0,02% et de phase différentielle 0,04° (pour une fréquence NTSC de 3,5 MHz et une fréquence porteuse de 4,8 MHz PAL/SECAM).

L'AD 829 est spécifié pour des tensions d'alimentation de ±5 V et de ±15 V; son temps d'établissement est de 90 ns à 0,1%. On peut compenser l'AD 829 extérieurement ce qui permet d'obtenir des bandes passantes supérieures à

CHIP SELECT



50 MHz pour des gains allant de ±1 à ±20. À titre d'exemple, lorsqu'il est utilisé comme driver de ligne 50 ou 75 Ω, la bande passante à -3 dB est de 95 MHz pour un gain de 2.

De plus on peut "clamer" sa sortie à l'aide de sa broche de compensation assurant ainsi une protection lorsqu'on l'utilise comme buffer d'entrée de convertisseur Flash analogique/numérique.

Comme les amplificateurs à transimpédance, l'AD 829 maintient une bande passante quasi-constante pour différentes valeurs de gain, mais son fonctionnement reste celui d'un amplificateur opérationnel à contre-réaction en tension avec des entrées symétriques et une densité de bruit en courant aussi faible que 1,5 pA/√Hz, ce qui lui procure un très net avantage. Parmi ses spécifications statiques citons la tension d'offset qui est de 1 mV maximum, sa dérive en température de 0,3 μV/°C, une réjection de mode commun et de tension d'alimentation de 120 dB typ.

L'AD 829 est proposé dans plusieurs types de boîtiers 8 broches: plastique, SO, Cerdip et céramique et dans 3 gammes de température: 0 à +70°C, -40 à +70°C et -55 à +125°C.

Analog Devices
3, rue Georges Besse CE 27
92182 Antony Cedex
Tél.: (1).46.66.25.25
fax: (1).46.66.24.12

M 4194 E:

module mémoire EEPROM de 4 Mbits

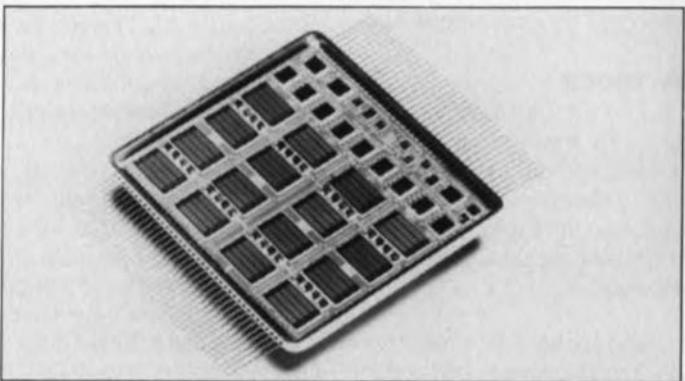
Le M 4194 E de White Technology Inc. est un module EEPROM configurable par l'utilisateur en 512K x 8, 256K x 16 ou 128K x 32. Réalisé en technologie CMOS, il peut être utilisé directement avec les microprocesseurs 8, 16 ou 32 bits.

Lorsqu'il est organisé en mots de 16 ou 32 bits, le M 4194 E permet à l'utilisateur de choisir les bits qu'il veut utiliser, ce qui permet d'écrire des mots de 8 bits mais de les lire dans le mode 16 ou 32 bits.

Le module est constitué par 16 mémoires 32K x 8 et 19 autres puces pour les tampons, les verrous, les décodeurs, la logique de commande, la sélection de mots et l'horloge. Il fonctionne avec une seule alimentation de 5 volts. La consommation n'est que de 83 mA en configuration 8 bits, 163 mA en 16 bits et 323 mA en 32 bits. Le courant de repos n'est que de 3 mA. Le temps d'accès est de 150 ns. La durée de rétention garantie est de 10 ans et l'endurance de 10 000 cycles.

Ce composant, qui peut fonctionner de -55 à +125°C est présenté en boîtier "flat pack" hermétique de 48,3 x 53,3 mm.

White Technology Inc. est représenté en France par:
REP' FRANCE
102, rue des Nouvelles
92150 Suresnes
tél.: (1).42.04.29.25



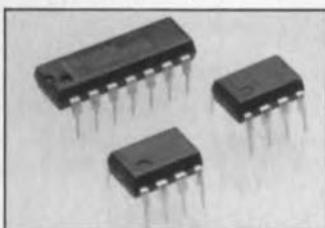
CHIP SELECT

TLE 2021/2/4

Ces amplificateurs opérationnels de Texas Instruments, les premiers de la famille Excalibur, la fameuse épée du Roi Arthur, associent une vitesse importante à une précision élevée et une consommation faible.

Caractéristiques techniques:
Consommation: 200 μ A typique
Faible offset: < 100 μ V
Offset stable: 0,005 μ V/mois
2 μ V/ $^{\circ}$ C

Gain élevé: 135 dB typique
Bande passante importante: 2 MHz
Taux de montée élevé: 0,9 V/ μ s
Entrée RMC à la masse



Ces caractéristiques se traduisent, dans l'ordre, par une durée de vie importante de la pile, une bonne précision sans réglage, l'absence de recalibrage, une précision CC élevée, de bonnes performances en alternatif à un courant d'alimentation faible, la possibilité d'utiliser une alimentation unique basée sur une pile.

Les TLE2021/2/4 présentent également une précision de résolution meilleure que les amplificateurs opérationnels de classe et de gain similaires, le μ A741 ou l'OP-07E.

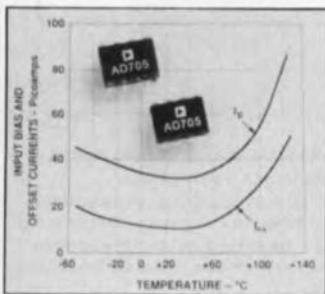
Texas Instruments
BP 67

78141 Vélizy-Villacoublay Cedex
Tél.: (1).30.70.10.10
fax.: (1).30.70.10.14

AD705

Amplificateurs opérationnels haute précision et faible consommation

Analog Devices vient d'introduire sur le marché une nouvelle famille d'amplificateurs opérationnels en technologie bipolaire associant une précision élevée à une consommation faible.



L'AD705, coeur de cette famille, possède de remarquables spécifications statiques: un courant de polarisation de 150 pA dans la plage -40 à +85 $^{\circ}$ C, une dérive de température de 0,3 pA/ $^{\circ}$ C, une tension d'offset de 35 μ V associée

à sa dérive en température de 0,6 μ V/ $^{\circ}$ C et une consommation de 600 μ A maximum.

Il remplace avantageusement le traditionnel OP 07, standard de l'industrie. Compatible broche à broche, l'AD705 présente un courant de polarisation 20 fois plus petit et une consommation 5 fois moindre, et ce sans dégradation des autres spécifications statiques.

Analog Devices
3, rue Georges Besse CE 27
92182 Antony Cedex
Tél.: (1).46.66.25.25
fax.: (1).46.66.24.12

MAX166

Le MAX166 est une amélioration du AD/MX 7576 auquel il ajoute une référence de tension et une entrée différentielle. Le produit est complet et donne une précision initiale de ± 1 LSB sans composant ni ajustement externes. La référence interne est une bandgap, qui peut être remplacée par une référence externe 1,23 V à très faible impédance AC et DC. L'entrée différentielle garantit un bon fonctionnement dans la plage 0 à 2 V_{ref}, lorsque le convertisseur est alimenté en unipolaire +5 V. La bande passante élevée permet d'échantillonner le signal jusqu'à 50 kHz. La consommation est faible (15 mW typ, 35 mW max., avec alimentation unipolaire +5 V). Les principales applications sont l'acquisition rapide (traitement du signal, asservissements rapides, télécommunications, systèmes audio) et l'acquisition à faible consommation (appareils portables fonctionnant sur batterie).

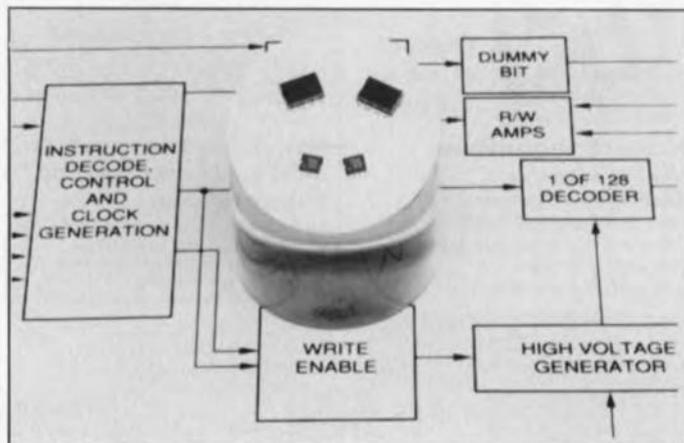
Le MAX166 est distribué par:
ASAP Composants
2, av. des Chaumes
78180 Montigny-le-Bretonneux
tél.: (1).30.43.82.33

HV 77

Commande d'afficheurs plats
Le HV77 de Supertex est un circuit monolithique CMOS pour commande d'afficheurs plats et d'imprimantes à 64 canaux. Il utilise la technologie HVCMOS II qui combine une très grande rapidité avec une faible consommation.

Le HV77 est un convertisseur série-parallèle cascadable avec 4 registres sur la même horloge. Chaque registre tourne à 10 MHz sous 5 V, permettant une vitesse de traitement de données équivalente à 40 MHz. La consommation au repos est inférieure à 50 nA.

Supertex est représenté en France par:
I.S.C.- FRANCE
28, rue de la Procession
92150 Suresnes
Tél.: (1).45.06.42.75



MIC 4807:

driver à 8 canaux.

Le MIC 4807 de Micrel est un driver à 8 canaux. Il s'agit d'une version militaire améliorée des circuits similaires existant sur le marché, en particulier le Sprague UCN4807 avec lequel il est compatible broche à broche.

Le MIC 4807 fonctionne jusqu'à 100 volts au lieu de 80, n'utilise que 10 mA de courant et n'a pas besoin d'une alimentation 5 V car ses entrées logiques sont compatibles TTL et CMOS.

Disposant d'un limiteur de courant intégré, le MIC 4807 maintient le courant à 200 mA même dans le cas de court-circuit sur l'alimentation. Un senseur également intégré coupe les sorties lorsque la température dépasse 145 $^{\circ}$ C et les rétablit lorsqu'elle est redescendue à 45 $^{\circ}$ C. On déduit le brochage de ce composant de la figure jointe qui donne la structure interne du MIC 4807.

Micrel est représenté en France par:
REP' FRANCE
102, rue des Nouvelles
92150 Suresnes
tél.: (1).42.04.29.25

XL93C66

EEPROM de 4 Kbits
EXEL Microelectronics, une division de Rohm Corporation, annonce la

disponibilité immédiate d'une E²PROM CMOS sérielle de 4 Kbits. La XL93C66 met à disposition 4 096 bits de mémoire non volatile à lecture seule (difficile de parler de mémoire morte puisqu'elle est) programmable électriquement organisée en 256 x 16 bits, avec une garantie de 10 000 cycles d'écriture et une durée de vie de 10 ans. Le circuit se contente d'une simple tension d'alimentation de 5 V et continue de fonctionner correctement en lecture jusqu'à des tensions de l'ordre de 2 V seulement, caractéristique fort intéressante lorsqu'il s'agit de faire appel à une alimentation par pile.

La XL93C66 est totalement compatible avec les protocoles standard de l'industrie en ce qui concerne le stockage et le transfert sériel de données. 6 instructions permettent la lecture, l'écriture et la protection des données. Le circuit consomme 2 mA en mode actif et 4 μ A en mode stand by. La XL93C66 se présente en boîtier à 8 broches DIL ou CMS.

On notera qu'il existe également des EEPROM à accès parallèle dénommées XLS28C16AP/64AP ou 65AP.

EXEL est représenté en France par:
ROHM Electronics GmbH
Bureau de Liaison France
24, rue Saarinen Silic 224
94528 Rungis Cedex
tél.: (1).46.75.95.51
fax.: (1).46.75.00.47

